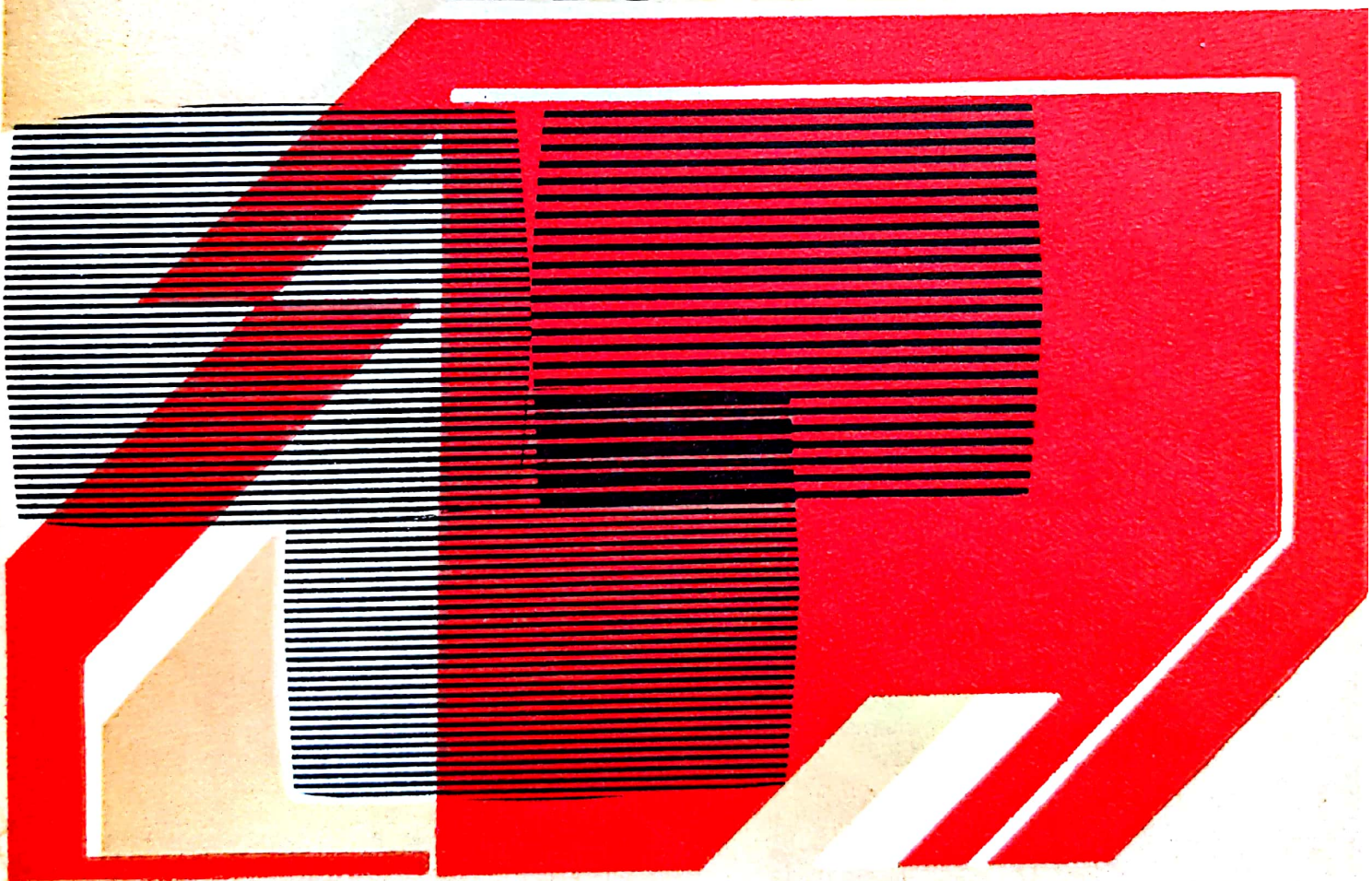
CORNELIU TOMA • ARISTIDE FANICIU

SISTEME DE TELEVIZIUNE ÎN CIRCUIT ÎNCHIS



Editura FACLA

Scanned with OKEN Scanner

CORNELIU I. TOMA

ARISTIDE FANICIU

SISTEME DE TELEVIZIUNE ÎN CIRCUIT ÎNCHIS

EDITURA FACLA
TIMIŞOARA, 1982

Scanned with OKEN Scanner

PREFAȚĂ

Progresele care s-au realizat în domeniul dispozitivelor electronice au determinat, în ultimii ani, o creștere continuă a performanțelor tehnico-economice ale instalațiilor de televiziune în circuit închis.

Reflectînd acest progres, industria noastră electronică produce de cîțiva ani o gamă largă de echipamente destinate realizării unor sisteme de televiziune în circuit închis de uz general și pentru aplicații speciale, ceea ce determină o creștere permanentă a numărului de utilizatori.

Introducerea, punerea în funcțiune și exploatarea sistemelor de televiziune în circuit închis ridică unele probleme deosebite. Din aceste motive, autorii au considerat oportună publicarea acestei cărți, destinată prezentării problematicii vaste a principiilor de funcționare, construcție și exploatare a acestor echipamente realizate cu dispozitive semiconductoare și circuite integrate.

S-a acordat o atenție mai mare descrierii elementelor sistemului de televiziune în circuit închis produs în țară, la întreprinderea Tehnoton *— Iași, precum și prezentării principiilor constructive și posibilităților de utilizare a unor sisteme cu caracteristici speciale. Pentru a crea celor interesați o imagine mai clară asupra construcției echipamentelor de televiziune în circuit închis, schemele de principiu prezentate sînt însoțite de valorile elementelor componente.*

Lucrarea a fost elaborată de dr. ing. Corneliu I. Toma — capitolele 1, 2, 4.3, 5, 6, și de ing. Aristide Faniciu — capitolele 3, 4.1, 4.2, 7, 8, 9.

Scanned with OKEN Scanner

Autorii își exprimă cu anticipație recunoștința pentru aprecierile și sugestiile care li se vor adresa. De asemenea, autorii mulțumesc tuturor celor care i-au ajutat la editarea acestei cărți.

Autorii

Scanned with OKEN Scanner

Capitolul 1

APLICAȚII ALE TELEVIZIUNII ÎN CIRCUIT ÎNCHIS

Transmiterea imaginilor în televiziune implică trei procese principale : captarea, transmiterea și redarea imaginii. Totalitatea mijloacelor tehnice care asigură realizarea acestor procese alcătuiesc un sistem de televiziune.

După tipul canalului de comunicație utilizat, adică după modul în care se realizează legătura între punctul de emisie și cel de recepție, se disting sisteme de televiziune în circuit închis (notate în cele ce urmează prin sisteme TVCI) și sisteme de televiziune în circuit deschis.

Sistemele de televiziune în circuit închis se caracterizează prin faptul că legătura între punctul de emisie și cel de recepție se realizează prin cablu de construcție specială. Aceste sisteme de televiziune se utilizează în televiziunea aplicată, adică în televiziunea folosită în diferite activități practice cu scopul extinderii posibilităților de cercetare științifică, vizualizării fenomenelor care se desfășoară în locuri inaccesibile sau periculoase pentru observare directă, automatizării unor procese de producție etc.

Echipamentul folosit, în cele mai multe aplicații ale televiziunii în circuit închis, este în mod considerabil mai puțin complicat, decît cel folosit în televiziunea radiodifuzată.

Întrucît sfera de aplicații a televiziunii este destul de largă [2 ; 3] și ea se extinde continuu, în cele ce urmează se trec în revistă cele mai semnificative aplicații ale sistemelor de televiziune în circuit închis, din principalele domenii de activitate practică a omului.

1.1. SUPRAVEGHERE

Sistemele de televiziune în circuit închis amplasate în supermagazine, depozite de mărfuri, bănci, căi de acces în întreprinderi contribuie la siguranța și buna desfășurare a activităților. De exemplu, un

Scanned with OKEN Scanner

sistem de televiziune în circuit închis oferă posibilitatea urmăririi, în timpul programului, a modului de lucru dintr-un mare magazin, dînd posibilitatea luării imediate de măsuri necesare, acolo unde situaţia o cere. În timpul cînd magazinul este închis, sistemul de televiziune în circuit închis se foloseşte într-un sistem de pază centralizat [8].

În oraşele mari, televiziunea în circuit închis poate fi folosită pentru supravegherea circulaţiei în intersecţii sau pe arterele principale, a traficului în metrouri sau în gări, a operaţiilor de încărcare şi descărcare a vagoanelor de marfă şi de formare a garniturilor trenurilor de marfă etc.

Prin folosirea unor camere de televiziune echipate cu tuburi analizoare de imagine caracterizate prin sensibilitate în domeniul radiaţiilor invizibile, de exemplu în domeniul infraroşu, există posibilitatea de a se observa obiecte care nu pot fi văzute cu ochiul liber. Astfel de sisteme de televiziune pot fi folosite pentru supravegherea unor operaţii care se desfăşoară în întuneric, fum sau ceaţă ; de exemplu, supravegherea circulaţiei pe timp de noapte, depistarea unui vehicul inamic etc.

1.2. ÎNVĂŢĂMÎNT

Tot mai multe institute de învăţămînt au introdus în amfiteatre receptoare de televiziune. Sistemul de televiziune în circuit închis permite profesorului să dispună de posibilităţi didactice combinate : filme, diapozitive, un microscop sau un telescop etc. Profesorul prezintă materialele ilustrative, în succesiunea dorită, cu ajutorul unei camere de televiziune, iar studenţii le urmăresc pe receptoarele de televiziune dispuse, în mod convenabil, în sala de curs, luînd în acelaşi timp notiţe.

Sistemele de televiziune în circuit închis pot fi folosite şi pentru transmiterea „în timp real" a unor demonstraţii practice, existînd posibilitatea observării, de către un grup de studenţi, a unor fenomene sau a funcţionării unor instalaţii plasate în locuri periculoase pentru viaţa omului. Astfel, există posibilitatea ca studenţii să urmărească, de aproape, funcţionarea unor instalaţii electrice de înaltă tensiune.

Prin cuplarea la microscop a unei instalaţii de televiziune în circuit închis, imaginile din cîmpul vizual al microscopului pot fi captate de o cameră de televiziune şi apoi redate pe receptoarele de televiziune. Prin prelucrarea semnalului electric de videofrecvenţă se pot obţine o serie de efecte asupra imaginii originale, ca de exemplu : accentuarea contururilor dintre regiunile de alb şi de negru, accentuarea contrastului într-un anumit interval al domeniului de luminanţe, pierderea detaliilor.

Telemicroscopul este folosit atît în cercetarea ştiinţifică, cît şi în industrie, de exemplu în defectoscopia nedistructivă a materialelor, prezentînd şi avantajul că nu apare o oboseală a ochilor determinată de vizarea directă prin ocularul microscopului.

Scanned with OKEN Scanner

Televiziunea în circuit închis prezintă un interes deosebit în învățămîntul medical și stomatologic, întrucît oferă viitorilor medici posibilitatea să urmărească mișcarea mîinilor unui chirurg, în timp ce efectuează o operație chirurgicală delicată. Pe lîngă acest avantaj, operațiile clasice pot fi înregistrate pe bandă video și redate de cîte ori este necesar. Pentru redarea imaginilor s-au realizat proiectoare de televiziune pe ecran mare [9].

Prin folosirea de dispozitive cu fibre optice flexibile este de asemenea posibil să se pătrundă în diferite organe interne ale corpului omenesc și să se vizualizeze direct funcționarea lor.

1.3. INDUSTRIE

Sistemele de televiziune în circuit închis pot fi folosite în cadrul unei întreprinderi pentru supravegherea desfășurării unor procese tehnologice complexe, pentru urmărirea de la distanță și comanda promptă a proceselor de producție prin serviciile de dispecer, pentru controlul calității industriale și pentru supravegherea activității de producție, de exemplu a liniilor de asamblare. În acest scop, camere de televiziune, plasate în diferite locuri, permit obținerea de imagini la un pupitru central, existînd astfel posibilitatea unei cunoașteri exacte și operative a situației.

Astfel de sisteme de televiziune în circuit închis sînt indispensabile întreprinderilor metalurgice, siderurgice, din industria extractivă și a materialelor de construcții. Operațiile de transport și de prelucrare a materialelor și a elementelor fabricate, pe suprafețe foarte întinse, necesită un control vizual permanent. Ele pot fi supravegheate centralizat, simultan sau periodic. Faze importante ale unui proces de fabricație caracterizat prin condiții dificile (temperaturi ridicate sau foarte scăzute, prezența unor gaze nocive, medii radioactive, locuri greu accesibile) pot fi supravegheate, permanent, cu ajutorul sistemelor de televiziune în circuit închis, fără eforturi și fără riscuri.

Sistemele de televiziune în circuit închis, folosite în centralele electrice și în stațiile de transformare și distribuție a energiei, sînt de real folos, permițînd cunoașterea permanentă și centralizată a situației existente în diferite puncte ale unei centrale, urmărirea de la distanță a modului de executare a manevrelor, asigurînd astfel o bună cunoaștere și o supraveghere continuă a funcționării instalațiilor.

S-au realizat instalații de televiziune industriale — roboți industriali din generația a II-a (cu dispozitive ochi-mînă) — care cuprind o cameră de televiziune, un braț mecanic, senzori tactili și un microprocesor sau un minicalculator electronic, care execută după un program operațiile necesare. Aceste instalații permit comanda și reglarea automată a desfășurării unor procese de producție. În acest scop, semna-

Scanned with OKEN Scanner

lele electrice furnizate de camera de televiziune și senzorii tactili sînt prelucrate de către sistemul de calcul, după programul stabilit.

Televiziunea în circuit închis se folosește și pentru a inspecta produsele industriale, din punct de vedere al dimensiunilor, configurației, defectelor structurale (spre exemplu, goluri în tabla de oțel) etc.

Prin echiparea camerelor de televiziune cu tuburi analizoare de imagine, sensibile la radiațiile luminoase din afara spectrului vizibil, sistemele de televiziune pot fi folosite pentru reproducerea distribuției energiei termice a obiectelor, necesară pentru controlul încălzirii unor piese, pentru observarea directă pe un receptor de televiziune a unui fascicul de laser, normal invizibil, sau pentru verificarea calității unor suduri prin defectoscopia nedistructivă a metalelor, realizată cu radiații Roentgen.

În unele aplicații ale televiziunii, informația video este convertită din forma analogică în formă numerică, fiind prelucrată apoi de către un sistem de calcul (microprocesor sau minicalculator electronic) și înmagazinată în memoria acestuia. De exemplu, în cazul unor mașini-unelte comandate numeric, informația privitoare la piesa ce urmează să fie executată este prelucrată de o cameră de televiziune și un sistem de calcul, fiind memorată în final sub formă numerică. Execuția piesei este complet automatizată.

1.4. TRANSMISIE DE INFORMAȚII

Folosirea sistemelor de televiziune în circuit închis pentru transmisia de informații devine din ce în ce mai răspîndită, datorită necesității unor comunicații imediate. Transmiterea unor documente, fotografii, planșe, folosind sistemele de televiziune, asigură difuzarea rapidă și ieftină a informațiilor, în mod simultan la mai mulți destinatari.

Ori de cîte ori informația video este înmagazinată, sub formă numerică, în memoria unui sistem de calcul, pentru afișarea ei se poate folosi ca terminal un receptor de televiziune [10]. În acest fel există posibilitatea urmăririi vizuale a efectului prelucrării informației video de către sistemul de calcul.

Pentru confirmări de sold, în cazul libretelor de economii, se pot folosi în unitățile CEC receptoarele de televiziune. Pe acestea se afișează conținutul adresei din memoria calculatorului numeric, unde se găsește înmagazinată fișa de cont a libretului solicitat.

S-au realizat unități de afișare a datelor pe tubul cinescop al unui receptor de televiziune [11], care permit scrierea unui text sau prezentarea unor tabele de rezultate, folosind literele mari și mici ale alfabetului, cifrele de la 0 la 9 și semnele de punctuație obișnuite. Informația, care provine de la un sistem de calcul, sau de la o tastatură a unității de afișare, este folosită la obținerea unui semnal video, care modulează în intensitate fluxul de electroni al tubului cinescop.

Scanned with OKEN Scanner

1.5. MEDICINĂ

Dintre aplicațiile televiziunii în medicină pot fi amintite instalațiile radiologice cu circuit de televiziune, aparatura pentru prelucrarea radiografiilor și a fotoscintigramelor, precum și sistemele pentru obținerea imaginilor endoscopice [12—14].

Sistemele radiologice cu circuit de televiziune permit reducerea dozei de radiații X, la care sînt supuși pacientul și medicul.

Afișarea, pe ecranul unui receptor de televiziune, a scintigramelor, astfel încît să se realizeze o corespondență între nivelul radiațiilor și nivelul unei scări de gri, facilitează urmărirea și interpretarea imaginii obținute, prin modificarea contrastului și luminozității [10]. În cadrul operațiilor de prelucrare a datelor se pot realiza îmbunătățiri ale calității scintigramei prin: filtrare numerică, folosirea fondului variabil, trasarea de contururi sau zone echiactive, trasarea de secțiuni pe diverse direcții.

Prin intermediul sistemelor de televiziune în circuit închis se pot stabili legături între spitalele din centrele industriale mai mici și spitalul central care le coordonează, în scopul stabilirii unor diagnostice și tratamente specializate pentru pacienți. Astfel de sisteme permit ca specialistul să privească radiografiile Roentgen și alte date oportune din cabinetul său și chiar să converseze cu pacientul fără a fi necesar să se deplaseze.

1.6. CERCETARE ȘTIINȚIFICĂ

Sistemele de televiziune în circuit închis au găsit aplicații numeroase și în cercetarea științifică, în special în fizica nucleară, meteorologie, medicină, biologie etc.

Riscurile pentru sănătatea cercetătorilor, care ajung în contact cu substanțele radioactive, pot fi complet eliminate prin folosirea televiziunii în circuit închis. Sistemele de televiziune permit urmărirea proceselor tehnologice dintr-un reactor nuclear, precum și mînuirea cu precizie a substanțelor radioactive, sub control vizual, cu ajutorul unor manipulatori comandați de la distanță. Mînuirea acestor manipulatori poate fi realizată mai ușor în cazul folosirii televiziunii stereoscopice (în trei dimensiuni), care permite și perceperea vizuală a distanței în adîncime între obiecte și grosimea lor.

În cercetările medicale, pentru depistarea infecțiilor locale se folosesc camere de televiziune echipate cu tuburi vidicon, sensibile la radiații infraroșii.

În experiențele biologice se utilizează microscopul asociat cu un sistem de televiziune. Prin folosirea iluminării în ultraviolet și a unui tub vidicon sensibil la acest tip de radiație se obțin imagini ale unor detalii foarte mici, avînd în vedere că puterea de separare a microscopului crește cu scăderea lungimii de undă.

Scanned with OKEN Scanner

S-au realizat echipamente electrice, care permit cercetătorului să facă măsurători rapide și precise asupra unei imagini înregistrate pe o bandă video, de exemplu a diametrului pupilei [15].

Sistemele de televiziune în circuit închis sînt foarte utile pentru studii subacvatice, pentru cercetarea pereților puțurilor de foraj în explorările geologice și petroliere, pentru facilitarea interpretării imaginilor transmise de sateliții meteorologici, sau a imaginilor obținute de la un telescop etc.

Utilizarea tehnicii numerice în prelucrarea semnalului video oferă posibilitatea reducerii zgomotului suprapus peste semnalul util [16].

Scanned with OKEN Scanner

Capitolul 2

ELEMENTELE COMPONENTE ALE UNUI SISTEM DE TELEVIZIUNE ÎN CIRCUIT ÎNCHIS

Sistemele de televiziune în circuit închis, utilizate în scopuri generale, se compun din una sau mai multe camere de televiziune, un echipament de deservire şi unul sau mai multe receptoare de televiziune pentru redarea imaginilor. Legătura între elementele componente ale unui sistem de televiziune în circuit închis se realizează prin cabluri coaxiale sau prin linii bifilare.

Complexitatea echipamentului de deservire depinde de destinaţia sistemului de televiziune în circuit închis. În componenţa lui pot intra echipamente de distribuire şi comutare a semnalelor video, echipamente destinate asigurării funcţionării sistemelor de televiziune cu distanţe mari între camere şi receptoare, echipamente pentru telecomanda camerei de televiziune şi echipamente pentru prelucrarea semnalului video.

În figura 2.1 se prezintă cele mai reprezentative structuri ale sistemelor de televiziune în circuit închis, realizate cu cabluri coaxiale. Sistemul de televiziune monocanal, fără echipament de deservire (fig. 2.1. a), este constituit prin conectarea directă a receptorului de televiziune *R—TV* la ieşirea camerei de televiziune *C—TV*. Sistemele complexe de televiziune conţin şi un echipament de deservire, *ED*. Din această categorie fac parte sistemele de televiziune monocanal, cu echipament de deservire (fig. 2.1. b) şi sistemele de televiziune multicanal — de tip dispecer (fig. 2.1. c).

În cazul în care transmiterea semnalului video complex se face prin linie bifilară (cablu telefonic bifilar simetric), echipamentul de deservire (fig. 2.2) se compune din trei blocuri distincte : transmiţătorul *T*, cu intrare nesimetrică (cablu coaxial) şi ieşire simetrică (cablu bifilar) ; amplificatorul intermediar *AI* şi receptorul *R*, cu intrare simetrică (cablu bifilar) şi ieşire nesimetrică (cablu coaxial).

Scanned with OKEN Scanner

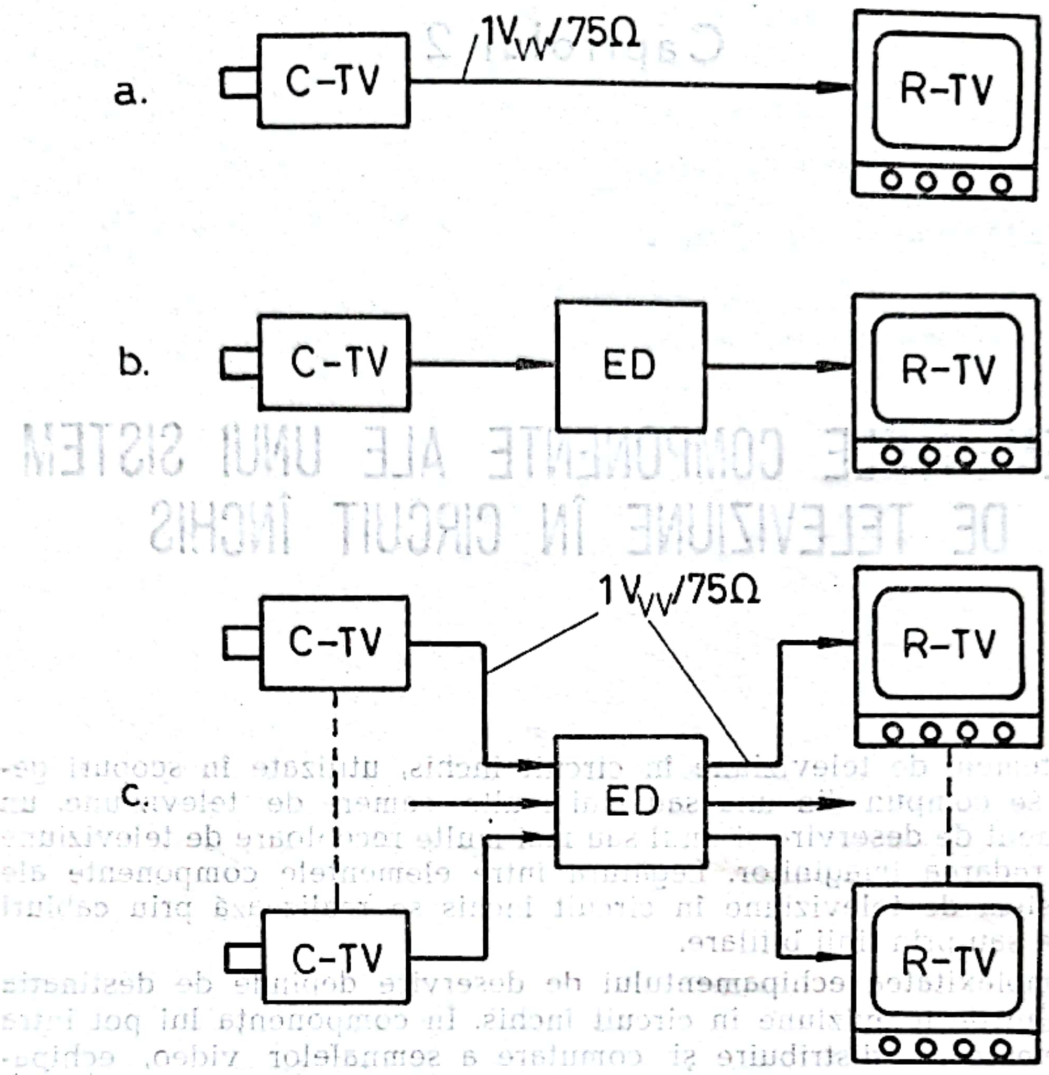


Fig. 2.1. Sisteme TVCI cu cabluri coaxiale: *a* — sistem monocanal, fără echipament de deservire; *b* — sistem monocanal, cu echipament de deservire; *c* — sistem multicanal (de tip dispecer).

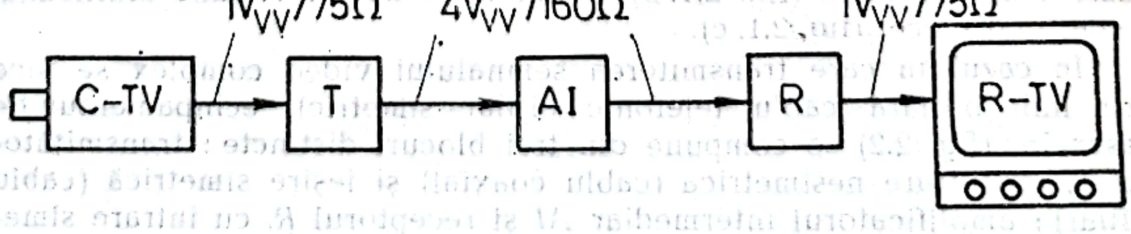


Fig. 2.2. Sistem TVCI cu linie bifilară.

2.1. CAMERE DE TELEVIZIUNE

Camerele de televiziune pot fi realizate, în general, în două variante constructive — camere complete de televiziune și camere de televiziune cu unitate de deservire. Acestea din urmă sînt formate din două unități separate : camera de televiziune simplificată și unitatea de deservire (unitate de comandă asociată camerei).

2.1.1. CAMERE COMPLETE DE TELEVIZIUNE

O cameră completă de televiziune conține toate blocurile necesare pentru captarea imaginii, transformarea acesteia într-un semnal electric și formarea semnalului video complex, care poate fi transmis prin cablu coaxial către receptorul de televiziune, fără a necesita vreo prelucrare în prealabil. Astfel de camere conțin toate sursele de alimentare, circuitele de baleiaj, circuitele anexe ale tubului analizor de imagine, amplificatorul video și generatorul de semnal de sincronizare, care poate fi sincronizat din exterior de către generatorul de sincronizare al unei alte camere de televiziune, sau de către un generator de sincronizare pilot. Sincronizarea din exterior prezintă avantaje atunci cînd se urmăresc mai multe camere de televiziune pe un singur receptor. Datorită sincronizării din exterior, semnalele de sincronizare generate în fiecare cameră de televiziune sînt în fază și, ca urmare, comutarea imaginii de la o cameră la alta nu perturbă procesul de sincronizare a blocurilor de baleiaj din receptorul de televiziune. În caz contrar, receptorul de televiziune ar trebui să-și sincronizeze procesul de explorare în raport cu faza impulsurilor de sincronizare furnizate de camera selectată, fapt ce ar conduce la o instabilitate a imaginii redate pe ecranul receptorului, ori de cîte ori se comută pe o altă cameră.

În figura 2.3 se prezintă o schemă bloc reprezentativă pentru o cameră completă de televiziune cu performanțe medii [17]. Această cameră de televiziune se caracterizează printr-o explorare întrețesută liberă (aleatorie), adică în timpul explorării nu se mai păstrează un raport riguros constant între frecvența de explorare pe orizontală și frecvența de explorare pe verticală, egal cu numărul liniilor de explorare dintr-un cîmp de imagine. Ca urmare poziția liniilor în fiecare cîmp nu mai este fixă.

La această cameră de televiziune, impulsurile de sincronizare pe verticală, $S(V)$, se obțin plecînd de la tensiunea alternativă, sinusoidală cu frecvența rețelei de alimentare, iar impulsurile de sincronizare pe orizontală, $S(H)$, se obțin de la un oscilator de relaxare, a cărui frecvență este fixată de elementele circuitului.

Generatorul de semnal de sincronizare și stingere pe verticală, *GSStV*, furnizează impulsurile de sincronizare pe verticală $S(V)$ și impulsurile de stingere pe verticală $St(V)$, ale căror forme de variație în timp sînt date în figura 2.4. b. Blocul de baleiaj pe verticală, *BBV*, care este comandat de impulsurile $S(V)$, are rolul de a furniza un cu-

Scanned with OKEN Scanner

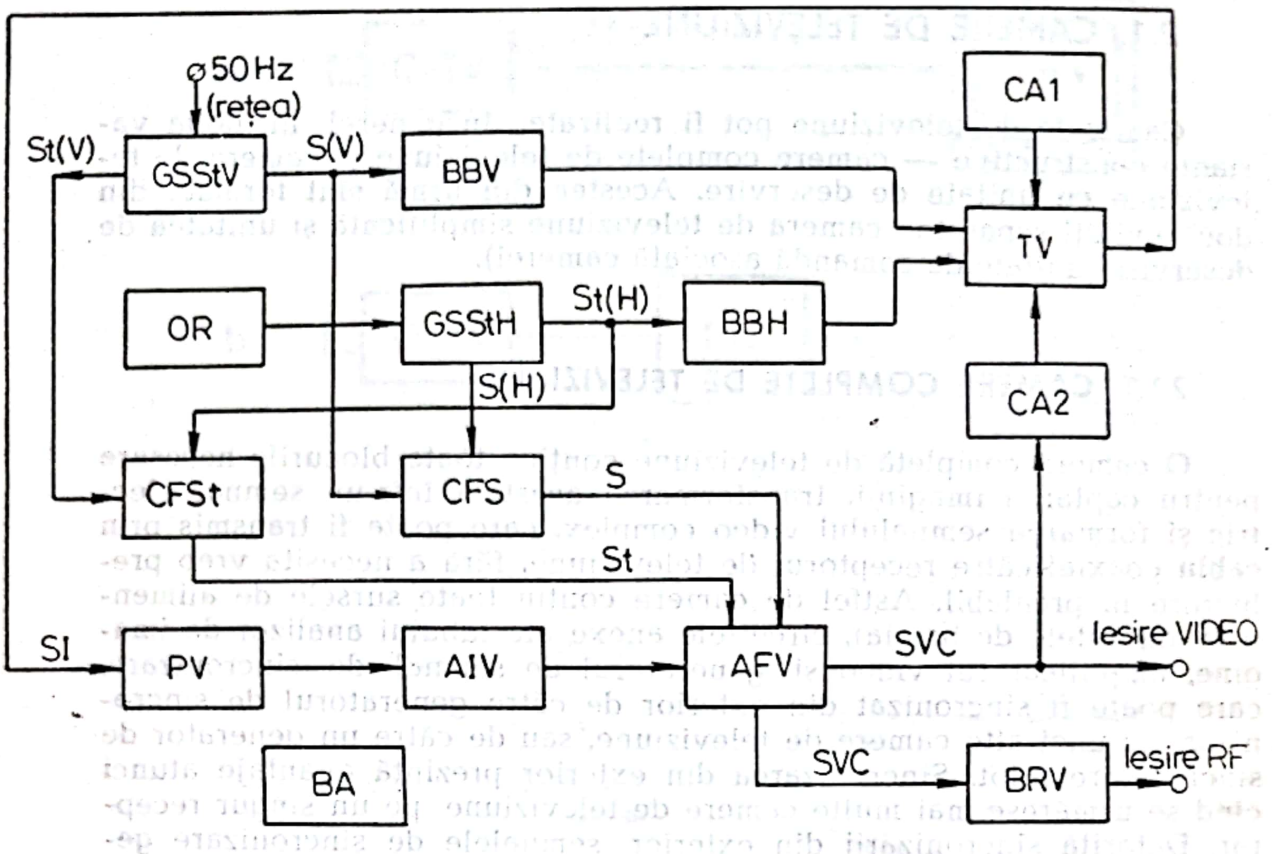


Fig. 2.3. Schema-bloc a unei camere complete de televiziune.

rent liniar variabil prin bobinele de deflexie pe verticală ale tubului vidicon, *TV*, asigurînd astfel deplasarea pe verticală a fasciculului electronic de explorare a imaginii electronice existentă pe suprafața fotosensibilă a tubului.

Oscilatorul de relaxare, *OR*, generează impulsuri dreptunghiulare cu frecvența liniilor, care sînt folosite în generatorul de semnal de sincronizare și stingere pe orizontală, *GSStH*, pentru formarea impulsurilor de sincronizare pe orizontală *S(H)* și a impulsurilor de stingere pe orizontală *St(H)*. Formele de variație în timp ale acestor impulsuri sînt date în figura 2.4. a. Blocul de baleiaj pe orizontală, *BBH*, care este comandat de impulsurile *St (H)*, are rolul de a furniza un curent liniar variabil prin bobinele de deflexie pe orizontală ale tubului vidicon, asigurînd astfel deplasarea pe orizontală a fasciculului electronic de exploatare.

Impulsurile *St(H)* și *St*(V) sînt aduse la intrarea circuitului formator, *CFSt*, la ieșirea căruia se obține semnalul de stingere complet, *St*, iar impulsurile *S(H)* și *S(V)* sînt folosite pentru formarea semnalului complex de sincronizare, *S*, în circuitul formator, *CFS*. Formele de variație ale semnalelor rezultate sînt date în figura 2.4. c.

Tubul vidicon, *TV*, este prevăzut cu elemente anexe, ca, spre exemplu: sistemul de deflexie și focalizare a fasciculului de electroni, sistemul optic, sistemul de ecrane etc. Pentru funcționarea corectă a tubului vidicon sînt prevăzute următoarele circuite anexe: circuite de

Scanned with OKEN Scanner

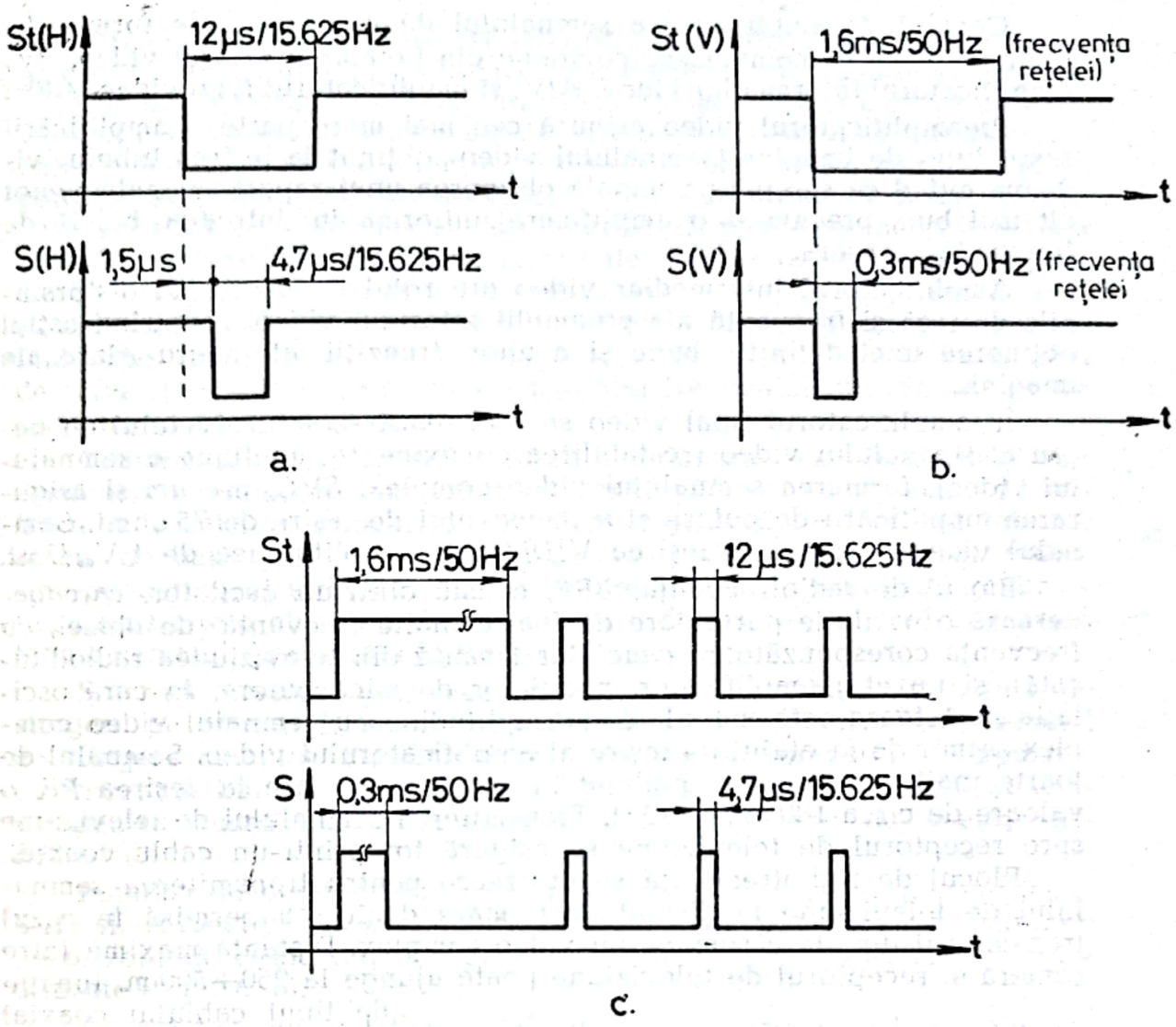


Fig. 2.4. Formele de variație în timp ale semnalelor din schema-bloc (v. fig. 2.3): *a* — impulsurile de sincro și stingere pe *H*; *b* — impulsurile de sincro și stingere pe *V*; *c* — semnalul complex de sincro și de stingere complet.

polarizare a grilelor tubului vidicon, circuit de blocare a fasciculului tubului pe timpul curselor de întoarcere, circuit de stabilizare a curentului de fascicul, *CA1*, și circuit de reglare automată a tensiunii țintei tubului vidicon, *CA2*.

Circuitul de stabilizare a curentului continuu de focalizare asigură menținerea unei focalizări corespunzătoare a fasciculului de electroni ce explorează ținta tubului vidicon.

Circuitul de reglare automată a tensiunii țintei tubului vidicon asigură modificarea automată a sensibilității tubului la variația nivelului de iluminare, adică la variația valorii medii a semnalului de imagine *SI*, prin modificarea tensiunii aplicate țintei (plăcii de semnal). În acest fel se asigură menținerea aproximativ constantă a nivelului semnalului video la ieșirea tubului vidicon, în condițiile unei variații în limite largi a iluminării.

Scanned with OKEN Scanner

Canalul de amplificare a semnalului de imagine și de formare a semnalului video complex se compune din preamplificatorul video, *PV*, amplificatorul intermediar video, *AIV*, și amplificatorul final video, *AFV*.

Preamplificatorul video asigură cea mai mare parte a amplificării semnalului de imagine (semnalului video) obținut la ieșirea tubului vidicon, avînd ca sarcină principală obținerea unui raport semnal/zgomot cît mai bun, precum și o amplificare uniformă în întreaga bandă de frecvență necesară.

Amplificatorul intermediar video are rolul de a corecta distorsiunile de fază și frecvență ale preamplificatorului video, asigurînd astfel obținerea unei definiții bune și a unor tranziții alb-negru clare ale imaginii.

În amplificatorul final video se realizează fixarea nivelului de negru al semnalului video (restabilirea componentei continue a semnalului video), formarea semnalului video complex, *SVC*, precum și asigurarea amplificării de putere și a impedanței de ieșire de 75 ohmi. Semnalul video complex la ieșirea *VIDEO* are amplitudinea de 1 V_{vv}/75Ω.

Blocul de radiofrecvență, *BRF*, constă dintr-un oscilator, care generează o oscilație purtătoare de foarte înaltă frecvență (de obicei, cu frecvența corespunzătoare canalelor 1 sau 2 din televiziunea radiodifuzată), și un etaj amplificator modulator de mică putere, în care oscilația purtătoare este modulată în amplitudine cu semnalul video complex primit de la etajul de ieșire al amplificatorului video. Semnalul de foarte înaltă frecvență; modulat în amplitudine are la ieșirea *RF*, o valoare de circa 100 mV/75 Ω. Transmiterea semnalului de televiziune spre receptorul de televiziune se asigură tot printr-un cablu coaxial.

Blocul de radiofrecvență se utilizează pentru transmiterea semnalului de televiziune la distanță mai mare decît cea permisă în cazul transmiterii directe a semnalului video complex. Distanța maximă între cameră și receptorul de televiziune poate ajunge la 250÷500 m, funcție de tipul cablului coaxial folosit, pentru o calitatea acceptabilă a imaginii. Blocul de radiofrecvență este util ori de cîte ori se impune redarea informației video pe un receptor de televiziune obișnuit, sau evitarea distorsiunilor puternice de fază introduse de cablurile coaxiale în domeniul frecvenței joase.

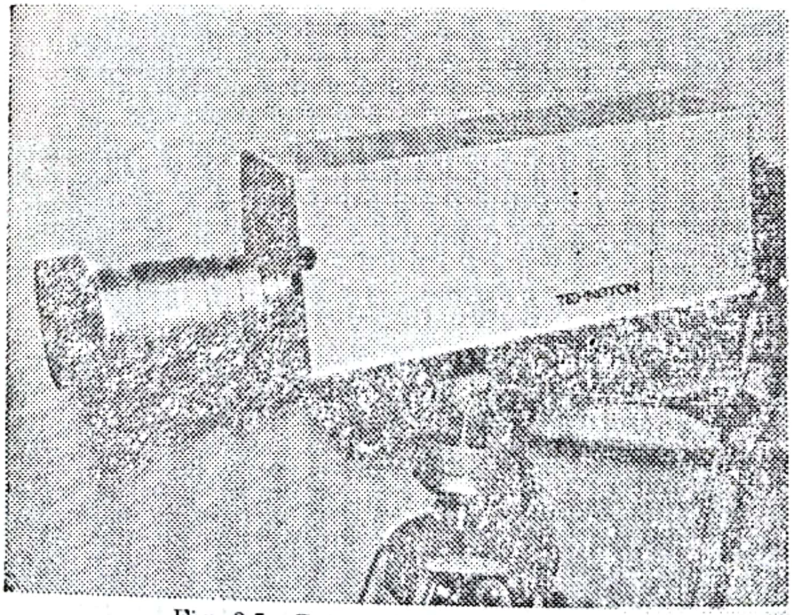


Fig. 2.5. Camera completă de televiziune „Tehnoton".

Tensiunile continue și alternative necesare pentru funcționarea camerei de televiziune sînt furnizate de blocul de alimentare, *BA*.

Scanned with OKEN Scanner

Camera de televiziune „Tehnoton" [18], prezentată în figura 2.5, este o cameră mai complexă, caracterizată prin performanțe ridicate în ceea ce privește calitatea imaginii redate. În acest scop camera de televiziune este prevăzută cu circuit de limitare a nivelului de alb din semnalul video, circuite de corecție de dîră, de corecție de aparatură și de corecție de gamma, circuit de stabilizare a curentului de fascicul, precum și cu reglaje automate, care realizează păstrarea neschimbată a calității imaginii la variații importante ale iluminării. De asemenea, pentru a se realiza o explorare întrețesută corectă, este asigurată o relație fixă de fază și frecvență între impulsurile de sincronizare pe orizontală și pe verticală. Aceste impulsuri se obțin pornind de la un semnal de referință, cu frecvența egală cu dublul frecvenței liniilor, dat de un oscilator local stabil cu cuarț.

Camera completă de televiziune „Tehnoton" este constituită din următoarele elemente componente: tubul vidicon cu sistemul de deflexie și focalizare, blocul de reglaj al regimului de lucru al tubului, blocul de baleiaj pe orizontală și pe verticală, amplificatorul video, sincrogeneratorul și blocul de alimentare. Aceste blocuri sînt realizate fiecare pe cîte o placă cu cablaj imprimat, după cum se arată în schema bloc a camerei, prezentată în figura 2.6, a.

Sincrogeneratorul generează următoarele semnale: impulsuri de stingere pe orizontală și pe verticală, *St(H)* și respectiv *St(V)*, semnal de stingere complet, *St*, semnal complex de sincronizare, *S*, impulsuri cu frecvența liniilor și a cîmpurilor, *Imp.H* și, respectiv, *Imp.V* și semnal pentru sincronizarea din exterior a altei camere de același tip, $H/2+V_R$.

Impulsurile de sincronizare atît pe orizontală cît și pe verticală, *S(H)* și, respectiv, *S(V)*, sînt întîrziate față de impulsurile de stingere pe orizontală, respectiv, pe verticală, ca și în cazul televiziunii radiodifuzate (fig. 2.6, b).

Aceste semnale pot fi generate în două regimuri de lucru ale sincrogeneratorului: un regim de sincronizare din interior, cînd semnalele se formează plecînd de la semnalul dreptunghiular cu frecvența egală cu dublul frecvenței liniilor, notat cu $H/2$, generat de generatorul intern cu cuarț și un regim de sincronizare din exterior, cînd semnalele se formează plecînd de la semnalul $H/2+V_R$ primit din exterior, de la o altă cameră de televiziune.

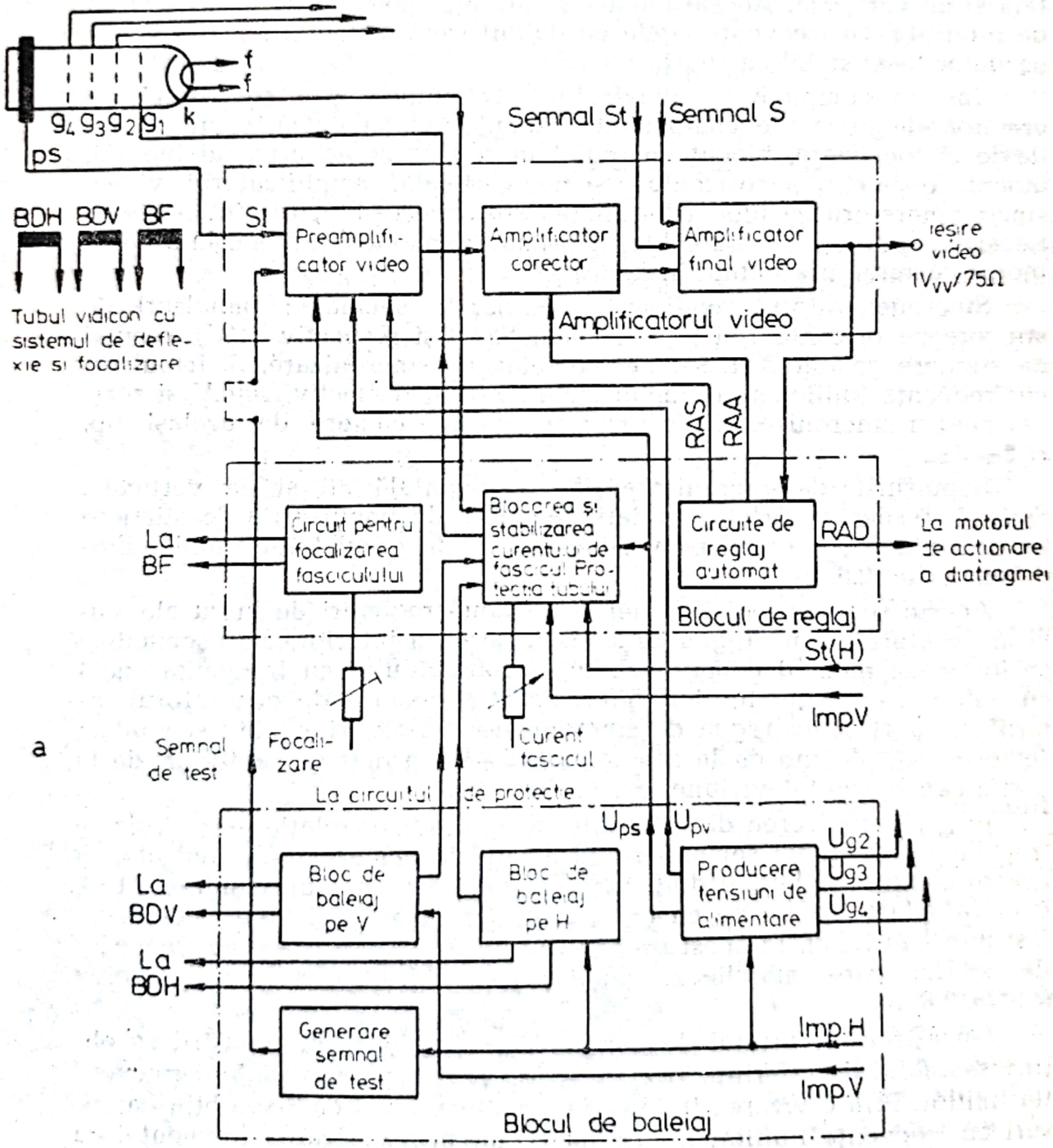
Prin sincronizarea din exterior se asigură o relație exactă între frecvențele și fazele semnalelor furnizate de camerele sincronizate. În aceste condiții, baleiajul dintr-un receptor de televiziune, indiferent de camera selectată, începe cu același cadru, cu aceeași linie și din același punct al liniei. În acest scop s-a prevăzut impulsul V_R cu frecvența de 25 Hz, care marchează începutul fiecărui cadru de imagine (v. fig. 2.6, b).

La ieșirea circuitului de comutare automată a sincronizării se obține semnalul de referință $H/2$, cu o frecvență egală cu dublul frecvenței liniilor. Prin divizarea frecvenței acestui semnal cu 2 se obțin impulsuri cu frecvența liniilor, notate cu H, iar prin divizarea frecvenței cu 625 se obțin impulsuri cu frecvența cîmpurilor (dublul frecvenței ca-

Scanned with OKEN Scanner

drelor), notate cu V. Aceste impulsuri sînt folosite pentru formarea semnalelor furnizate de sincrogenerator.

Semnalul $H/2+V_R$, obținut la ieșirea circuitului de formare a semnalului de sincronizare, se folosește pentru comanda sincrogeneratorului unei alte camere. Impulsul V_R se obține prin divizarea cu 2 a frecvenței impulsului V și selectarea impulsului care marchează începutul unui cadru de imagine, adică începutul cîmpului liniilor pare. În acest scop la intrarea circuitului de formare a impulsului V_R se aplică și semnalul H.



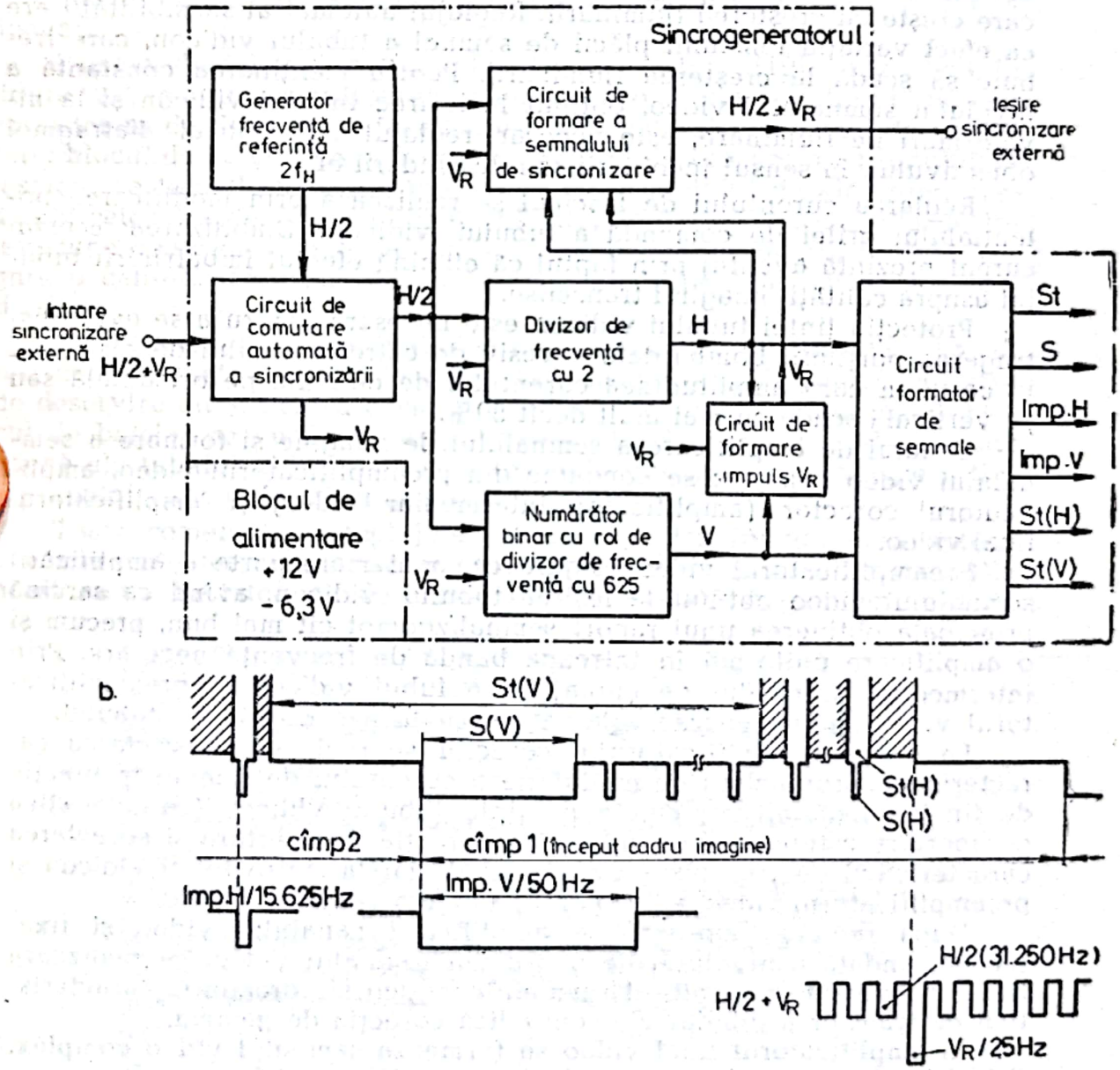
a

Fig. 2.6. Camera completă de televiziune „Tehnoton": *a* — schema-bloc; *b* —

Scanned with OKEN Scanner

În cazul în care sincrogeneratorul lucrează în regim de sincronizare din exterior, la ieșirea circuitului de comutare automată a sincronizării se obține semnalul V_R, care sincronizează divizoarele de frecvență.

Blocul de baleiaj pe orizontală și pe verticală generează curenți liniar variabili prin bobinele de deflexie ale tubului vidicon, *BDH* și respectiv, *BDV*, asigurînd astfel explorarea suprafeței fotosensibile a tubului. Pe aceeași placă de cablaj imprimat se găsesc și circuitele pentru producerea tensiunilor necesare polarizării electrozilor tubului vidicon (U_{g2}, U_{g3}, U_{g4}, U_{ps}) și alimentării preamplificatorului video (U_{pv}) precum și circuitul pentru generarea unui semnal de test necesar în cazul verificării amplificatorului video.



formele de variație în timp ale semnalelor generate de sincrogenerator.

Scanned with OKEN Scanner

Blocul de reglaj al regimului de lucru al tubului vidicon conține circuitele pentru reglajul automat al amplificării (*RAA*), reglajul automat al tensiunii plăcii de semnal — deci al sensibilității tubului (*RAS*) și reglajul automat al diafragmei obiectivului (*RAD*), circuite pentru reglarea și stabilizarea curentului de focalizare prin bobina de focalizare *BF* și a curentului de fascicul al tubului și circuite pentru blocarea curentului de fascicul al tubului pe durata curselor de întoarcere și pentru protecția țintei tubului vidicon.

Reglajul automat al amplificării lucrează la nivele mici de iluminare, iar reglajul automat al sensibilității asigură o reglare suplimentară la nivele de iluminare la care reglajul automat al amplificării nu mai este eficient. Reglajul automat al amplificării acționează asupra amplificatorului video, modificîndu-i valoarea amplificării în funcție de valoarea medie a componentei video din semnalul video complex, care crește cu creșterea iluminării. Reglajul automat al sensibilității are ca efect variația tensiunii plăcii de semnal a tubului vidicon, care trebuie să scadă la creșterea iluminării. Pentru menținerea constantă a nivelului semnalului video, obținut la ieșirea tubului vidicon și la nivele mari de iluminare, este necesar reglajul automat al diafragmei obiectivului, în sensul închiderii sau deschiderii ei.

Reglarea curentului de fascicul se realizează prin modificarea potențialului grilei de comandă a tubului vidicon. Stabilizarea acestui curent prezintă avantaj prin faptul că elimină efectul îmbătrînirii tubului asupra calității imaginii transmise.

Protecția țintei tubului vidicon este necesară pentru a se evita distrugerea porțiunii bombardată excesiv de către fasciculul de electroni, în cazul în care amplitudinea curentului de defloxie pe orizontală sau pe verticală scade cu mai mult decît 50%.

Canalul de amplificare a semnalului de imagine și formare a semnalului video complex se compune din preamplificatorul video, amplificatorul corector (amplificator intermediar video) și amplificatorul final video.

Preamplificatorul video asigură cea mai mare parte a amplificării semnalului video obținut la ieșirea tubului vidicon, avînd ca sarcină principală obținerea unui raport semnal/zgomot cît mai bun, precum și o amplificare uniformă în întreaga bandă de frecvențe necesare. Prin intermediul circuitului de cuplaj între tubul vidicon și preamplificatorul video se realizează reglarea automată a sensibilității tubului.

La intrarea amplificatorului corector se realizează corectarea caracteristicii profunzimii de modulație a curentului de semnal în funcție de finețea imaginii proiectate pe ținta tubului vidicon (caracteristica de apertură a tubului vidicon), adică corecția de apertură și corectarea caracteristicii de transfer a circuitului de cuplaj între tubul vidicon și preamplificatorul video, adică corecția de dîră.

După reglarea automată a amplificării canalului video și fixarea comandată a nivelului de negru din semnalul video, se realizează limitarea nivelului de alb al semnalului video și corectarea caracteristicii de transfer a tubului vidicon, adică corecția de gamma.

În amplificatorul final video se formează semnalul video complex, *SVC*, și se asigură o impedanță de ieșire de 75 ohmi.

Scanned with OKEN Scanner

2.1.2. CAMERE DE TELEVIZIUNE CU UNITATE DE DESERVIRE

Camerele de televiziune formate din două unităţi separate conţin, în esenţă, aceleaşi circuite electronice ca şi camerele de televiziune complete, însă majoritatea circuitelor sînt plasate în unitatea de deservire (unitatea de comandă asociată camerei), care este conectată la camera de televiziune simplificată printr-un cablu special (multiconductor). Ca urmare, camera de televiziune prezintă dimensiuni mai mici şi greutate mai mică decît camera completă de televiziune, ceea ce constituie un avantaj important în unele aplicaţii industriale ale sistemelor TVCI. De asemenea, camera de televiziune simplificată are avantajul de a putea fi plasată în locuri unde căldura, praful, vibraţiile etc. pot fi destul de intense, fără a avea influenţă asupra circuitelor principale ale camerei, care sînt plasate în unitatea de deservire, situată la distanţă.

Camera de televiziune simplificată „Tehnoton" [19], prezentată în figura 2.7, conţine următoarele elemente componente: tubul vidicon cu sistemul de deflexie şi focalizare a fasciculului electronic de explorare, blocul de baleiaj pe orizontală, circuitul de blocare a curentului de fascicul pe timpul cursei de întoarcere a fasciculului de electroni, preamplificatorul video şi amplificatorul intermediar video. Camera de televiziune poate de asemenea conţine motoare de acţionare, care să asigure o calitate corespunzătoare a imaginii prin telecomanda obiectivului.

Unitatea de deservire (unitatea de comandă de la distanţă a camerei) conţine toate sursele de alimentare necesare, atît pentru unitatea de deservire cît şi pentru camera de televiziune, sincrogeneratorul, blocul de baleiaj pe verticală, amplificatorul final video şi unele circuite anexă ale tubului vidicon, ca spre exemplu circuitul de protecţie a ţintei tubului vidicon la întreruperea baleiajului.

Toate comenzile şi reglajele necesare pentru funcţionarea optimă a camerei de televiziune se asigură de la unitatea de deservire. Din acest motiv unitatea de deservire trebuie plasată lîngă monitorul de

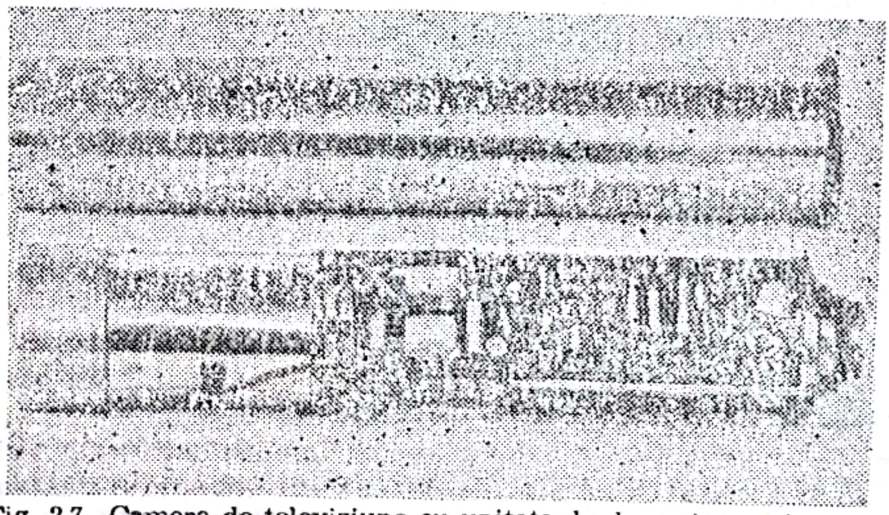


Fig. 2.7. Camera de televiziune cu unitate de deservire „Tehnoton".

Scanned with OKEN Scanner

control al imaginii, asigurîndu-se astfel urmărirea efectelor oricărui reglaj.

Cablul special, care face legătura între camera de televiziune și unitatea de deservire, trebuie să transmită tensiunile continue de alimentare ale circuitelor, tensiunile înalte necesare tubului vidicon, tensiunile de comandă și reglare ale camerei, precum și semnalele video, de deflexie, de focalizare etc. Lungimea cablului special poate varia de la cîțiva metri la sute de metri.

2.2. RECEPTOARE VIDEO

Într-un sistem de televiziune în circuit închis se poate folosi ca receptor de televiziune un monitor de televiziune (receptor video) sau un receptor de televiziune obișnuit (folosit curent în televiziunea radiodifuzată). Monitorul de televiziune se deosebește de receptorul de televiziune obișnuit prin faptul că nu conține circuitele necesare pentru recepția semnalelor de televiziune radiodifuzate (circuite de foarte înaltă frecvență și de sunet aferente). La intrarea monitorului de televiziune se aplică direct semnalul video complex transmis prin cablu coaxial de la camera de televiziune.

Pentru a se realiza controlul direct al imaginii transmise și al calității acesteia, se poate atașa la o cameră de televiziune un „vizor" electronic, care este de fapt un monitor de control.

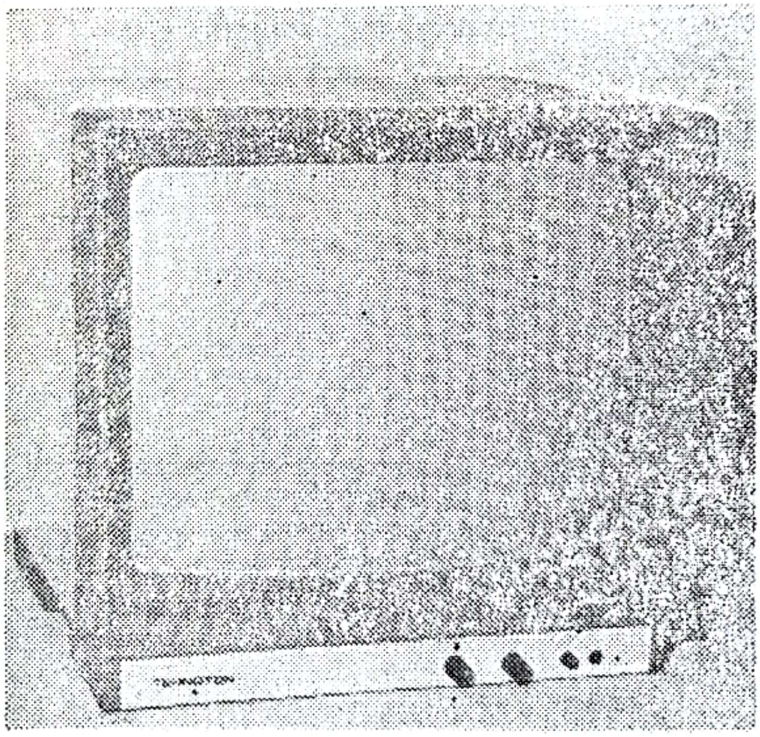


Fig. 2.8. Monitorul de televiziune „Tehnoton".

Monitorul de televiziune „Tehnoton" [20], prezentat în figura 2.8, este constituit, după cum se vede din schema bloc dată în figura 2.9, din următoarele elemente componente: amplificatorul video (*AV*), blocul de sincronizare (*BS*), blocul de baleiaj pe orizontală (*BBH*), blocul de baleiaj pe verticală (*BBV*), tubul cinescop cu sistemul de deflexie și focalizare, blocul de stingere a fasciculului electronic al tubului cinescop (*BSF*) și blocul de alimentare.

Semnalul video complex (*SVC*), aplicat la intrarea amplificatorului video, care este adaptată pentru o impedență de 75 ohmi, trebuie

Scanned with OKEN Scanner

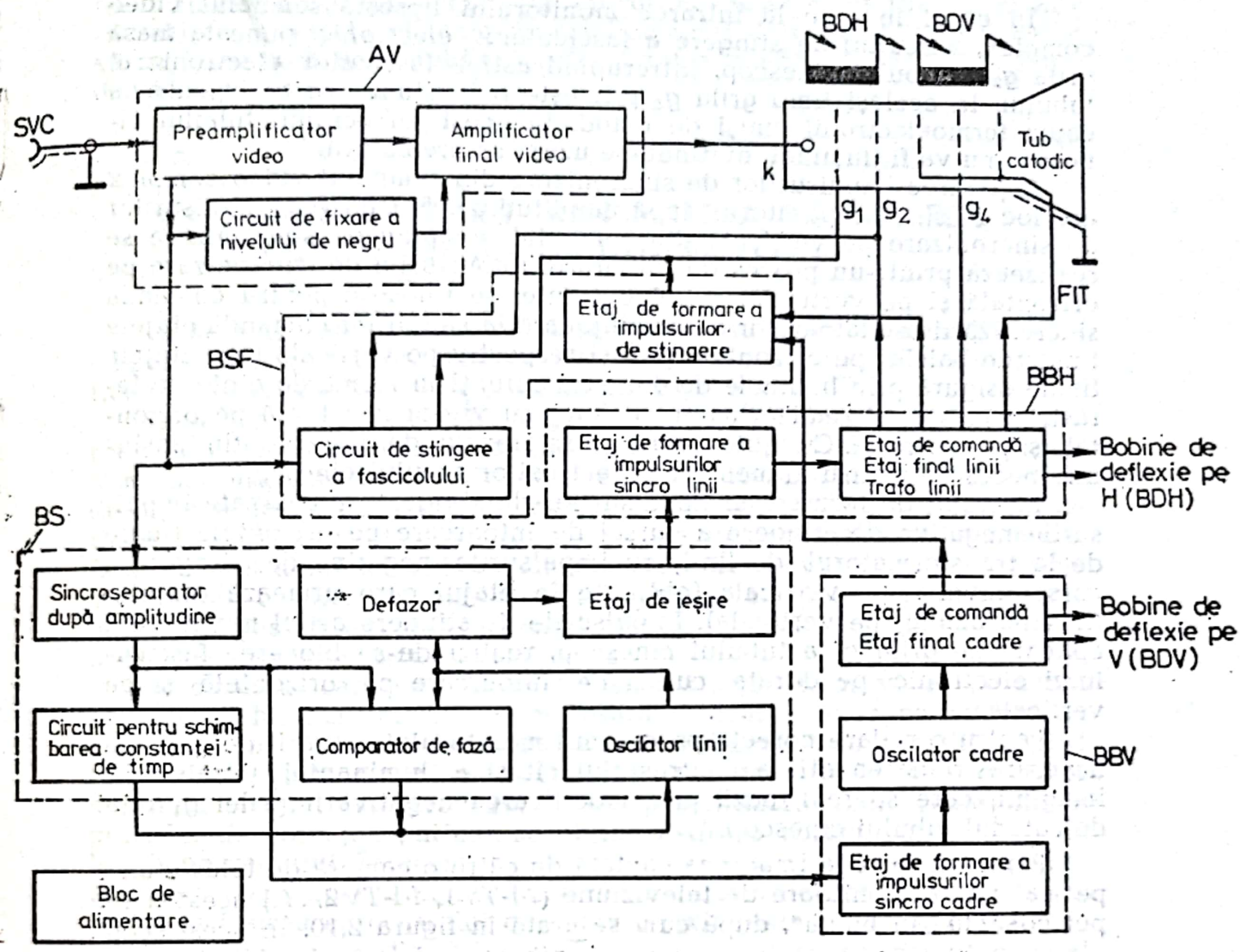


Fig. 2.9. Schema-bloc a monitorului de televiziune „Tehnoton".

să fie de polaritatea cu „albul pozitiv". În scopul măririi impedanţei de intrare, primul etaj este realizat în montajul cu colector comun. De pe rezistenţa de emitor a repetorului este luat semnalul pentru preamplificatorul video, blocul de stingere a fasciculului electronic al tubului cinescopic şi blocul de sincronizare.

Calitatea imaginii refăcute pe ecranul monitorului depinde în cea mai mare măsură de posibilitatea amplificatorului video de a amplifica fără distorsiuni semnalul video complex, adică, în principal, de forma caracteristicii amplitudine-frecvenţă şi fază-frecvenţă a amplificatorului video. Semnalul video complex, amplificat şi fixat în ceea ce priveşte nivelul de negru, comandă electrodul de modulaţie (catodul *k*) al tubului cinescop.

Cîştigul întregului amplificator video, respectiv contrastul, se pot regla într-un domeniu larg prin varierea unei tensiuni continue. Acest mod de reglare face posibilă comanda de la distanţă a contrastului printr-un conductor neecranat, de lungime dorită.

Scanned with OKEN Scanner

În cazul în care la intrarea monitorului lipseşte semnalul video complex, circuitul de stingere a fasciculului electronic pune la masă grila g_2 a tubului cinescop, întrerupînd astfel fasciculul electronic al tubului. În acelaşi timp grila g_1 primeşte o tensiune pozitivă pentru a capta termoelectronii emişi de catod. În acest fel ecranul tubului cinescop nu va fi iluminat, evitîndu-se uzura sa prematură.

Separarea impulsurilor de sincronizare din semnalul video complex are loc în sincroseparatorul după amplitudine. Extragerea impulsurilor de sincronizare pe verticală din semnalul complex de sincronizare se realizează printr-un proces de integrare. Impulsurile de sincronizare pe orizontală şi pe verticală, astfel obţinute, se folosesc pentru comanda sincronizării oscilatoarelor de baleiaj, care la rîndul lor comandă etajele finale de baleiaj pe orizontală (H), şi respectiv pe verticală (V). Etajele finale asigură prin bobinele de deflexie curenţi în formă de dinte de ferăstrău în scopul realizării unui baleiaj cu viteză constantă pe orizontală şi pe verticală. Cu ajutorul transformatorului de linii se obţin tensiunile necesare pentru alimentarea electrozilor tubului cinescop.

În etajul de formare al impulsurilor de stingere sînt mixate impulsurile negative de stingere a cursei de întoarcere pe orizontală (luate de la transformatorul de linii) cu impulsurile negative de stingere a cursei inverse pe verticală (obţinute în etajul care urmează etajului final de baleiaj pe verticală). Impulsurile de stingere astfel mixate sînt aplicate pe grila g_1 a tubului cinescop, realizîndu-se blocarea fasciculului electronic pe durata cursei de întoarcere pe orizontală şi pe verticală.

Pentru o redare corectă pe ecranul monitorului a scării de gri este necesară reglarea atît a contrastului cît şi a luminanţei (strălucirii) imaginii, care se realizează prin modificarea negativării grilei g_1 faţă de catodul tubului cinescop.

Pentru a se reda imaginea captată de către o cameră de televiziune pe mai multe monitoare de televiziune (*M-TV1*, *M-TV2*, ...) acestea se pot conecta „în buclă", după cum se arată în figura 2.10. În acest scop monitoarele de televiziune sînt prevăzute cu ieşire de trecere (mufă autodeconectată) pentru semnalul de video-frecvenţă. Deoarece ieşirea unei camere de televiziune este prevăzută să lucreze pe o sarcină de 75 ohmi, pentru a nu se distorsiona semnalele transmise, monitoarele de televiziune sînt echipate la intrarea video cu un comutator, care asigură într-o poziţie conectarea unui rezistor de 75 ohmi la capătul liniei de transmisie a semnalului video complex şi lasă intrarea practic în gol în cealaltă poziţie.

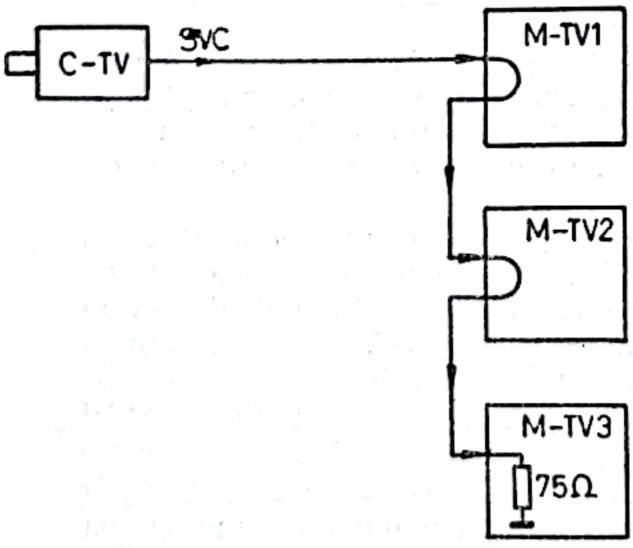


Fig. 2.10. Conectarea în buclă a monitoarelor la o cameră de televiziune.

În cazul în care numărul monitoarelor de televiziune ce se conec-

tează în buclă este prea mare (de obicei mai mare decît 10), sau monitoarele se găsesc la distanţe apreciabile unul de celălalt, este necesar să se folosească un amplificator-distribuitor video, denumit pe scurt distribuitor video.

2.3. ELEMENTE PENTRU TRANSMITEREA, DISTRIBUIREA ŞI COMUTAREA SEMNALULUI VIDEO

În această categorie sînt incluse corectorul de cablu coaxial, echipamentul pentru transmiterea semnalului video pe linii bifilare, amplificatorul—distribuitor video şi comutatorul video.

Linia de transmisie între camera şi monitorul de televiziune se realizează printr-un cablu coaxial sau o linie bifilară. Lungimea maximă permisă pentru cablul coaxial este de 150÷250 m, fiind în funcţie de lăţimea benzii de frecvenţe video care se transmite şi de caracteristicile cablului utilizat. Dacă lungimea cablului coaxial este mai mare, în spectrul semnalului video apar atenuări diferite pentru componentele semnalului, cu atît mai mari cu cît frecvenţa acestor componente este mai mare (distorsiuni de frecvenţă), precum şi defazaje diferite pentru aceste componente (distorsiuni de fază).

În cazul în care se impune transmisia semnalelor video pe cablu coaxial de lungime mare este necesară utilizarea unor *corectoare de cablu coaxial*. În cazul sistemului TVCI „Tehnoton" se pot utiliza pînă la zece corectoare de cablu coaxial conectate în serie. Fiecare corector de cablu coaxial este prevăzut şi cu posibilitatea unui reglaj fin al gradului de corecţie, putîndu-se obţine astfel o corecţie în funcţie de lungimea cablului. În acest fel se dozează compensarea potrivit cu distorsiunile care apar. Amplitudinea semnalului video complex la intrarea şi la ieşirea corectorului de cablu coaxial este de 1 V_{vv}/75 Ω.

Necompensarea distorsiunilor liniare, introduse de cablul coaxial asupra semnalului video complex, conduce la reducerea definiţiei imaginii, precum şi la apariţia pe imagine a unor trenaje (care se manifestă sub forma unei cozi în urma părţilor în mişcare ale imaginii de televiziune) în zonele limită între alb şi negru.

Pentru transmiterea la distanţă a semnalului video complex se poate utiliza în cadrul unui sistem de televiziune în circuit închis *linia bifilară* (cablu telefonic bifilar simetric). Lungimea maximă a liniei bifilare între transmiţător şi receptor (respectiv, amplificatorul intermediar), pentru un diametru al conductorului de 1,4 mm, este de 1,6 km. Dacă linia bifilară este mai lungă se introduc unul sau mai multe amplificatoare intermediare (v. fig. 2.2).

Transmiţătorul are rolul de a transforma semnalul video complex asimetric, preluat de la camera de televiziune printr-un cablu coaxial de lungime mică, într-un semnal video complex simetric, pentru a putea fi transmis pe o linie bifilară.

Amplificatorul intermediar realizează amplificarea şi corecţia distorsiunilor de amplitudine şi fază ale semnalului video complex sime-

Scanned with OKEN Scanner

tric. Circuitele de corecție sînt prevăzute cu elemente de reglaj ajustabile în funcție de lungimea liniei bifilare.

Receptorul are rolul de a corecta distorsiunile de amplitudine și fază ale semnalului video complex simetric, preluat de la transmițător sau amplificatorul intermediar printr-o linie bifilară, și a transforma semnalul video complex simetric în semnal video complex asimetric. Legătura între receptor și monitorul de televiziune se realizează printr-un cablu coaxial de lungime mică.

Amplificatorul-distribuitor video se folosește într-un sistem de televiziune în circuit închis pentru a furniza semnalul video de la o intrare pe mai multe canale de distribuție, fără încărcarea excesivă sau distorsionarea semnalului primar.

Amplificatoarele-distribuitoare video pot fi realizate în două variante : amplificator-distribuitor de semnal video (distribuitor video) și amplificator-distribuitor de impulsuri (distribuitor de impulsuri). Amplificatorul-distribuitor de impulsuri se folosește pentru a transmite pe mai multe căi semnalul de la un generator de sincronizare sau alt echipament similar, care furnizează impulsuri cu fronturi abrupte.

Structura unui sistem de televiziune în circuit închis cu amplificator-distribuitor video este prezentată în figura 2.11. Amplificatorul-distribuitor video, *ADV*, se realizează de cele mai multe ori în varianta 1 intrare/5 ieșiri. Intrarea amplificatorului-distribuitor video este adaptată pentru o impedanță de 75 ohmi. Amplitudinea semnalului video complex la toate ieșirile amplificatorului-distribuitor este de 1 V_{vv}/75 Ω. Unele amplificatoare-distribuitoare video sînt prevăzute cu un amplificator-separator pe fiecare ieșire. Distribuitoarele video economice conțin la ieșire un singur etaj amplificator, care comandă în paralel cele *n* canale de distribuție.

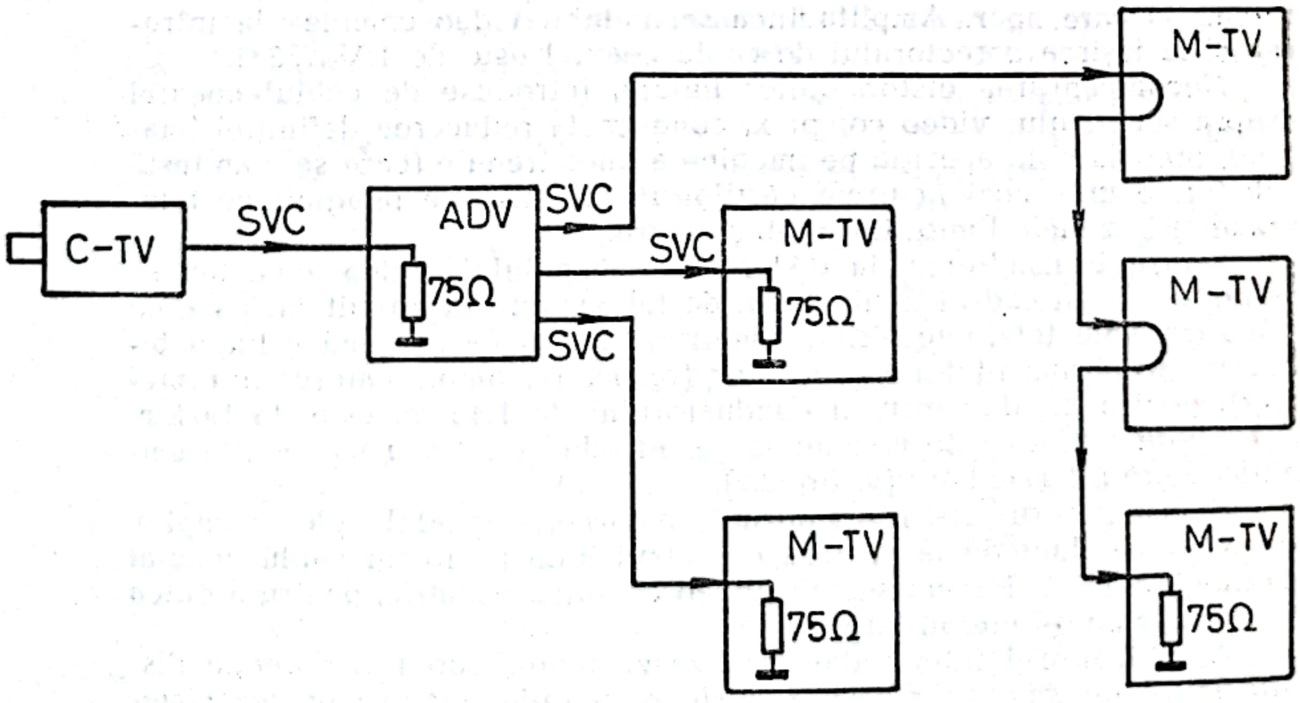


Fig. 2.11. Sistem TVCI cu amplificator-distribuitor video.

Scanned with OKEN Scanner

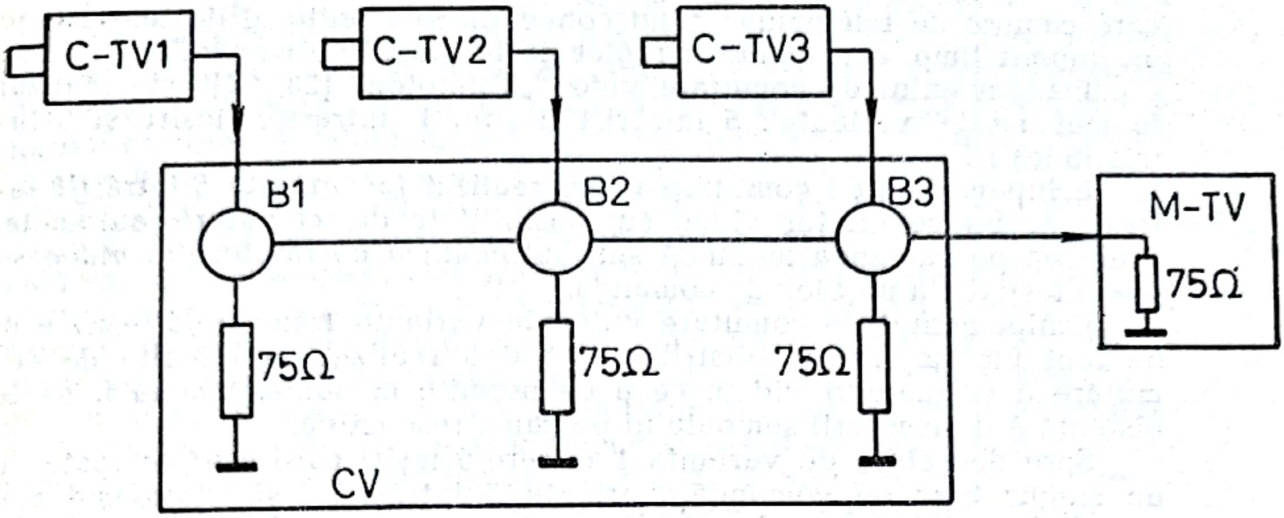


Fig. 2.12. Sistem TVCI cu comutator video.

Folosirea unui amplificator-distribuitor video prezintă şi avantajul realizării unei compensări a atenuărilor de amplitudine şi a distorsiunilor de fază, care apar prin transmiterea semnalului video complex prin cablu coaxial. Ca urmare, creşte lungimea permisă a cablului coaxial.

În sistemele de televiziune în circuit închis este de dorit să existe posibilitatea urmăririi semnalului de la ieşirea mai multor camere de televiziune, utilizînd un monitor de televiziune. În acest scop se folosesc *comutatoare video* mecanice, electromecanice sau electronice, care realizează comutarea intrării monitorului de la ieşirea unei camere la ieşirea altei camere.

Structura unui sistem de televiziune în circuit închis cu comutator video este prezentată în figura 2.12. Comutatorul video *CV* este realizat de cele mai multe ori în varianta 5 intrări/1 ieşire. Comutarea intrării monitorului *M-TV* la ieşirea camerei dorite se realizează prin apăsarea butonului *B* asociat camerei. Pentru ca în orice moment numai o singură cameră să poată fi conectată la monitorul de televiziune, claviatura comutatorului video este realizată astfel încît acţionarea unui buton le eliberează pe celelalte. Cu alte cuvinte, comutatorul video asigură în acelaşi timp funcţia de comutare şi funcţia de separare a canalelor video.

Comutatorul video electronic prezintă avantajul de a putea fi comandat de la distanţă [21, 22]. Blocul (pupitrul) de comandă al comutatorului video, aflat în imediata apropiere a utilizatorului, asigură semnalele de comandă pentru comutatorul video, astfel încît la ieşirea lui se selectează semnalul video complex de la una din cele 5 camere ale sistemului de televiziune.

De la blocul de comandă se poate face trecerea pe comanda manuală sau automată a comutatorului video. Dacă este trecut pe comanda manuală, fiecare din cele 5 intrări video pot fi comutate pe ieşirea video prin acţionarea butoanelor corespunzătoare. În regim de comandă automată, cele 5 intrări video se comută succesiv pe ieşirea video, fie-

Scanned with OKEN Scanner

care cameră de televiziune fiind conectată la monitorul de televiziune un anumit timp, care poate fi reglat de la blocul de comandă.

Echipamentul de comutare video „Tehnoton" [23, 24] este realizat în mai multe variante: 5 intrări/1 ieşire, 1 intrare/5 ieşiri şi 5 intrări/5 ieşiri.

Echipamentul de comutare video realizat în varianta 5 intrări/1 ieşire este un comutator video cu posibilitate de comutare automată. Trecerea pe camanda manuală sau automată a comutatorului video se poate face de la un bloc de comandă.

Echipamentul de comutare video în varianta 1 intrare/5 ieşiri este de fapt un amplificator-distribuitor video realizat cu circuite de comutare a semnalului video, ceea ce permite comanda manuală, de la distanţă a transmiterii semnalului pe calea respectivă.

Spre deosebire de varianta 1 intrare/5 ieşiri care este echipată cu un singur bloc de comandă, varianta 5 intrări/5 ieşiri foloseşte mai multe blocuri de comandă, corespunzător numărului de ieşiri video. Cu ajutorul acestor blocuri de comandă se selectează de la fiecare monitor intrarea video dorită. Cu alte cuvinte, oricare din semnalele video aplicate la intrările echipamentului de comutare video pot fi comutate la alegere pe oricare ieşire.

2.4. ACCESORII ALE CAMERELOR DE TELEVIZIUNE

În funcţie de destinaţia sistemului de televiziune în circuit închis, camerele de televiziune pot fi echipate cu următoarele accesorii:

— obiective cu distanţă focală fixă şi cu reglare manuală a diafragmei şi clarităţii, obiective cu reglare manuală a distanţei focale, diafragmei şi clarităţii, sau obiective cu telecomandă a distanţei focale, diafragmei şi clarităţii;

— pupitre de comandă pentru telecomanda camerei de televiziune;

— echipamente pentru montarea camerei de televiziune: consolă, trepied reglabil, banc de montaj sau platformă orientabilă prin telecomandă în plan orizontal şi vertical;

— carcase de protecţie rezistente la condiţii grele de mediu (intemperii, temperaturi ridicate sau joase, presiune, cîmpuri magnetice, radiaţii);

— sisteme de retragere, la comandă sau automată, a camerei de televiziune;

— capete de vizare radială;

— echipament de iluminare.

Obiectivele telecomandate sînt prevăzute cu trei motoare de acţionare. Prin telecomanda sistemului de acţionare a obiectivului, se realizează reglarea de la distanţă a deschiderii diafragmei, clarităţii şi, respectiv, a distanţei focale.

Pentru reglarea clarităţii, camerele de televiziune sînt prevăzute şi cu posibilitatea ajustării poziţiei sistemului optic faţă de tubul analizor de imagine.

Scanned with OKEN Scanner

Pupitrul de comandă, care se află în imediata apropiere a utilizatorului, asigură reglarea de la distanţă a elementelor obiectivului, prin telecomanda motoarelor electrice de acţionare, precum şi comanda de la distanţă a funcţionării platformei orientabile şi a regimului de funcţionare a camerei de televiziune. Prin aceste telecomenzi se urmăreşte obţinerea unei calităţi corespunzătoare a imaginii de televiziune.

Pupitrul de comandă al sistemului TVCI „Tehnoton" [25] îndeplineşte toate funcţiile legate de telecomanda obiectivului cu distanţă focală variabilă şi a platformei orientabile. Elementele de deservire ale pupitrului de comandă, indicate în figura 2.13 de la stînga la dreapta, începînd cu cele din rîndul de sus, sînt : lampă de semnalizare, întrerupător de alimentare, comutator pentru rotirea pe orizontală, comutator pentru deplasarea pe verticală, comutator de reglaj „automat/manual" al diafragmei, comutator pentru telecomanda diafragmei cînd comutatorul din stînga este pe poziţia „manual", comutator pentru telecomanda clarităţii şi comutator pentru telecomanda distanţei focale.

Legătura între pupitrul de comandă şi platforma orientabilă se asigură printr-un cablu de comandă cu minimum 12 conductoare. Acest cablu este folosit pentru transmiterea telecomenzilor şi pentru stabilirea unor legături telefonice între unităţile sistemului TVCI.

Camera de televiziune, montată în *carcasă de protecţie rezistentă la intemperii*, poate fi utilizată şi în exterior, sau în încăperi închise cu condiţii speciale de mediu, la temperaturi de —30°C la +60 °C. Carcasa de protecţie conţine o rezistenţă de încălzire comandată prin termostat, care nu permite scăderea temperaturii sub 0 °C, evitîndu-se astfel aburirea ferestrei de vizare la temperaturi scăzute.

În mod obişnuit, camera de televiziune poate fi montată pe o *consolă* sau un *trepied reglabil*. În cazul în care se foloseşte o carcasă de protecţie, aceasta poate fi fixată pe un *banc de montaj înclinabil* sau pe o *platformă orientabilă*.

Platforma orientabilă oferă posibilitatea rotirii unei camere de televiziune în plan orizontal şi înclinarea ei în plan vertical. Avantajul utilizării platformei orientabile rezultă din faptul că prin telecomanda sistemelor ei de acţionare se poate vizualiza o zonă mare în jurul camerei de televiziune.

Pentru acţionarea platformei orientabile se folosesc motoare sincrone comandate prin intermediul releelor. Utilizarea acestor motoare cu rotorul realizat din magneţi permanenţi, asigură o frînare rapidă după deconectare. Tensiunile necesare acţionării motoarelor platformei sînt furnizate de camera de televiziune.

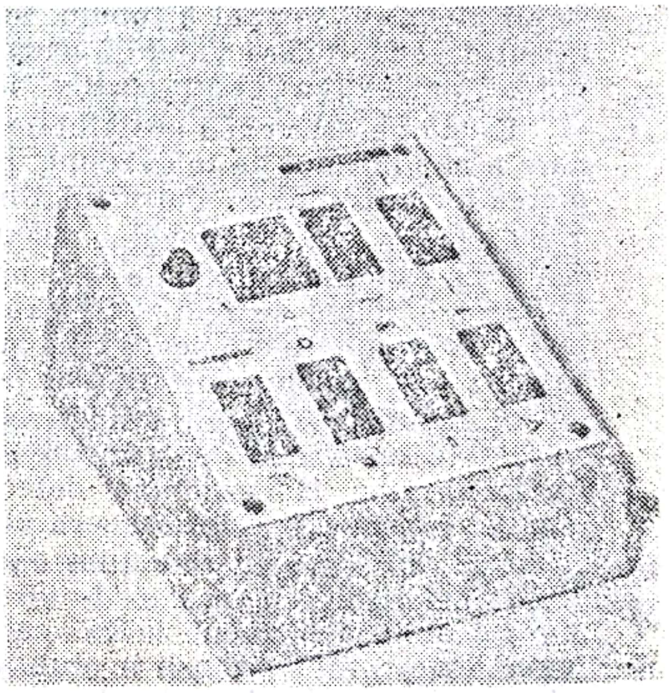


Fig. 2.13. Pupitrul de comandă „Tehnoton".

Scanned with OKEN Scanner

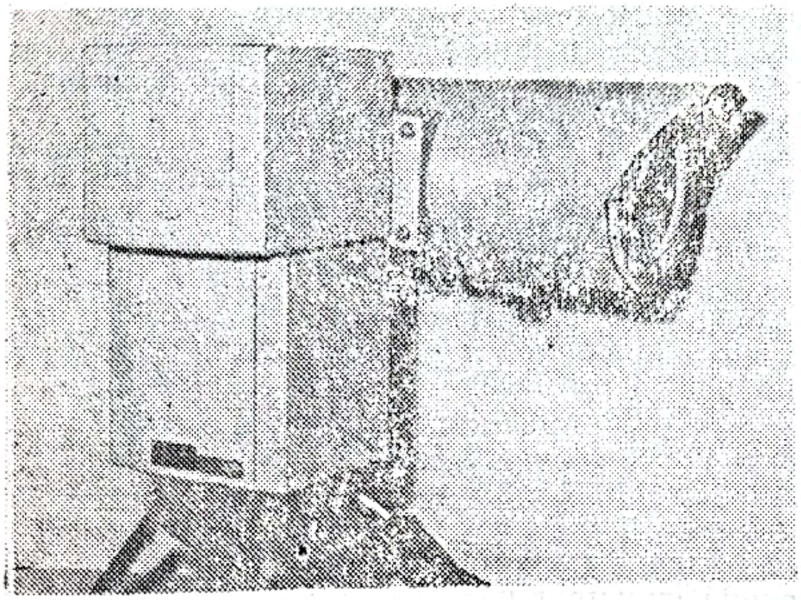


Fig. 2.14. Platforma orientabilă „Tehnoton".

Prin poziționarea unor came și prin montarea de limitatori de cursă, se fixează unghiul de rotație în plan orizontal la o valoare maximă de 340° și unghiul de înclinare în plan vertical la o valoare maximă de 85°.

În cazul în care camera de televiziune nu este echipată cu un tub vidicon rezistent la vibrații, este contraindicată înclinarea camerei (cu ținta îndreptată în jos) cu un unghi mai mare de 60° față de orizontală, atunci cînd aceasta funcționează într-un mediu de vibrații. În caz contrar pot apare pete în imagine datorită particulelor mici din interiorul tubului ce ajung și se fixează pe țintă.

În figura 2.14 se prezintă platforma orientabilă „Tehnoton" la care atașarea camerei de televiziune se face prin intermediul carcasei rezistente la intemperii.

Comanda de la distanță a regimului de funcționare a camerei de televiziune se referă la posibilitatea reglării următorilor parametri: claritatea imaginii prin reglarea curentului de focalizare al tubului analizor de imagine, definiția imaginii prin reglarea curentului de fascicul al tubului analizor de imagine, sensibilitatea camerei prin reglarea tensiunii plăcii de semnal a tubului analizor de imagine și a cîștigului în lanțul de amplificare video precum și inversarea polarității semnalului video complex (cu „negru pozitiv" în loc de „alb pozitiv").

Există de asemenea posibilitatea telecomenzii regimului de funcționare a monitorului de televiziune, prin care se urmărește, de obicei, reglarea luminozității și contrastului imaginii redate pe tubul cinescop.

Camerele de televiziune pentru supravegherea la temperatură înaltă au asigurată protecția la temperaturi ridicate și contra coroziunii. Termostabilitatea se realizează prin utilizarea de sisteme de răcire cu apă și de protejare a obiectivului cu curent de aer. Temperatura maximă tolerabilă la nivelul obiectivului poate ajunge la 1 500÷2 000 °C.

Instalația TVCI pentru supraveghere la temperatură înaltă este prevăzută cu un *sistem de retragere la comandă sau automată a camerei de televiziune*, în cazul unei defecțiuni a sistemului de răcire cu apă sau aer, precum și a întreruperii alimentării cu energie electrică.

Pentru observarea pereților unor conducte, camerele de televiziune pot fi prevăzute cu un *cap de vizare radială*. În esență, acesta constă dintr-o oglindă înclinată la 45°, care se găsește plasată în fața obiectivului. Prin rotirea oglinzii în jurul axei obiectivului există posibilitatea observării suprafețelor laterale.

Scanned with OKEN Scanner

În general, pentru o bună calitate a imaginii redate este necesară o iluminare corespunzătoare a imaginii captate. Din acest motiv, *echipamentul de iluminare* poate fi considerat ca o anexă absolut necesară pentru unele sisteme de televiziune în circuit închis, cum ar fi sistemul TVCI folosit pentru observarea pereților conductelor sau în endoscopie.

2.5. ELEMENTE PENTRU PRELUCRĂRI SPECIALE ALE SEMNALULUI VIDEO

În funcție de destinația lor, sistemele de televiziune în circuit închis pot fi prevăzute cu echipamente mai complexe, necesare pentru a realiza diverse tipuri de prelucrări ale semnalului video.

O categorie din aceste echipamente nu introduc modificări ale parametrilor semnalului video complex. Astfel de echipamente sînt: dispozitivele care permit prezentarea simultană pe un monitor de televiziune a imaginilor (sau a unor părți din ele) primite de la două pînă la patru camere, sau dispozitivele destinate înregistrării imaginilor pe bandă magnetică, denumite și magnetoscoape.

O altă categorie de astfel de echipamente realizează efecte speciale, prin corectarea sau modificarea semnalului video complex, în scopul evidențierii unor elemente de interes ale imaginii, sau a introducerii unor detalii sau informații noi. Astfel, prin prelucrarea analogică sau numerică a semnalului video se pot obține o serie de efecte asupra imaginii originale ca spre exemplu: accentuarea contururilor dintre regiunile de alb și de negru, evidențierea detaliilor fine, accentuarea contrastului într-un anumit interval al domeniului de luminanță. Se pot prevedea circuite pentru trasarea contururilor sau marcarea zonelor de echiluminanță, utile în aplicații care necesită compararea sau identificarea zonelor de imagine cu același nivel de gri.

Pentru aplicații care necesită discriminarea unui număr mare de nivele de gri s-au realizat sisteme pentru prezentarea în culori false (pseudocromie) a imaginilor alb-negru. Aceste sisteme permit alocarea unei anumite culori (sau nuanțe de culoare) pentru un nivel de gri, înlocuindu-se scara de gri cu o scară de culori. În acest mod pot fi decelate un număr mare de nivele de gri (de ordinul sutelor).

Există de asemenea echipamente pentru introducerea de texte, date sau tabele în imagine, care permit transmiterea unui volum mai mare de informații.

În fine, o altă categorie de echipamente speciale este destinată extragerii unor informații din imagine privitoare la starea de mișcare, poziția, forma și dimensiunea obiectelor redate în imagine etc. Astfel de echipamente sînt: detectorul de mișcare, aparatura pentru măsurarea dimensiunilor, unghiurilor, suprafețelor și a numărului unor obiecte de pe imagine, sisteme pentru recunoașterea imaginilor etc.

Scanned with OKEN Scanner

Capitolul 3.

NOȚIUNI DE OPTICĂ PRIVIND CAPTAREA IMAGINILOR

3.1. MĂRIMI ȘI UNITĂȚI FOTOMETRICE

Termenul de lumină, sau mai corect radiație vizibilă, se aplică porțiunii de spectru din domeniul radiațiilor optice, cuprins, aproximativ, între $\lambda_V = 0{,}38\,\mu m$ și $\lambda_R = 0{,}78\,\mu m$, care este perceput ca atare de ochiul uman (v. fig. 3.1). Radiațiile vizibile cu lungimi de undă λ diferite sînt percepute ca culori diferite.

3.1.1. MĂRIMI ENERGETICE

Lumina poate fi caracterizată cantitativ prin mărimi energetice, exprimate în *unități energetice*. Astfel *fluxul energetic luminos* Φ_e emis (sau primit) de un corp, definit ca energie radiantă emisă (primită) în unitatea de timp, se măsoară în watt. Sursele de lumină reale au o distribuție neuniformă a fluxului energetic radiant elementar $d\Phi_e$ în intervalul spectral $d\lambda$ și de aceea se definește pentru caracterizarea lor *densitatea spectrală a fluxului energetic* :

$$\Phi_{e\lambda} = d\Phi_e/d\lambda \ [W/\mu m]. \qquad (3.1)$$

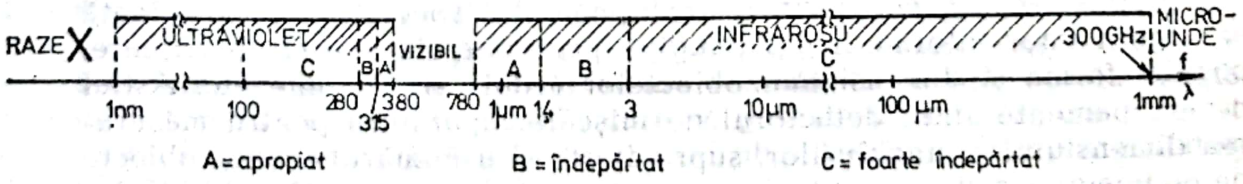


Fig. 3.1. Poziția spectrului vizibil în spectrul radiațiilor optice.

Scanned with OKEN Scanner

Fluxul energetic luminos emis (sau primit) într-un interval spectral $\lambda_1 \div \lambda_2$ se va calcula deci cu relaţia :

$$\Phi_e = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \Phi_{e\lambda}\, d\lambda \ [W]. \qquad (3.2)$$

Se observă că Φ_e rezultă în watt.

Unităţile energetice nu ţin seama de modul în care receptorul — ochiul uman în particular — reacţionează la radiaţiile pe care le primeşte ; este ştiut că sensibilitatea sau eficacitatea spectrală a ochiului este diferită pentru radiaţii de diverse lungimi de undă, avînd un maxim pentru $\lambda_m = 0{,}555\ \mu m$ (după unele referinţe $\lambda_m = 0{,}556\ \mu m$).

3.1.2. EFICACITATEA LUMINOASĂ RELATIVĂ SPECTRALĂ

Fotometria caracterizează cantitativ lumina prin evaluarea *senzaţiilor luminoase* produse, mărimile fotometrice fiind deci *mărimi fizico-fiziologice*. Pentru evaluarea acestor mărimi şi pentru definirea unităţilor fotometrice în raport cu cele energetice a fost necesară adoptarea, convenţională, a *observatorului fotometric de referinţă* (ochiul mijlociu), definit prin valorile normalizate ale *eficacităţii luminoase relative spectrale* ($V(\lambda)$). Această din urmă mărime se defineşte ca raportul între fluxul energetic de lungime de undă λ_m şi fluxul energetic de lungime de undă λ, cînd ambele radiaţii produc senzaţii luminoase de egală intensitate ; λ_m se alege astfel încît $V(\lambda_m)$ ia valoarea maximă, fiind egală cu unu. Valorile adoptate pentru *eficacitatea luminoasă relativă spectrală*, pentru vederea diurnă (fotopică) $V(\lambda)$ şi pentru vederea nocturnă (scotopică) $V'(\lambda)$ sînt date în tabelul 3.1 [26], iar curbele respective sînt redate în figura 3.2 * vezi nota din p. 36.

Tabelul 3.1

Valorile eficacităţii luminoase relative spectrale pentru vederea diurnă şi nocturnă, pentru observatorul fotometric de referinţă

λ (nm)	$V(\lambda)$ vedere diurnă	$V'(\lambda)$ vedere nocturnă
380	0,0000	0,00589
400	0,0004	0,00929
420	0,0040	0,0966
440	0,023	0,3281
460	0,060	0,567
480	0,139	0,793
500	0,323	0,982
520	0,710	0,935
540	0,954	0,650

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 3.1 (continuare)

λ (nm)	V (λ) vedere diurnă	V′ (λ) vedere nocturnă
550	0,995	0,481
560	0,995	0 3288
580	0,870	0,1212
600	0,631	0,03315
620	0,381	0,00737
640	0,175	0,001497
660	0,061	0,0003129
680	0,017	0,0000715
700	0,0041	0,00001780
720	0,00105	0,00000478
740	0,00025	0,000001379
760	0,00006	0,000000425
780	0,000015	0,000000139

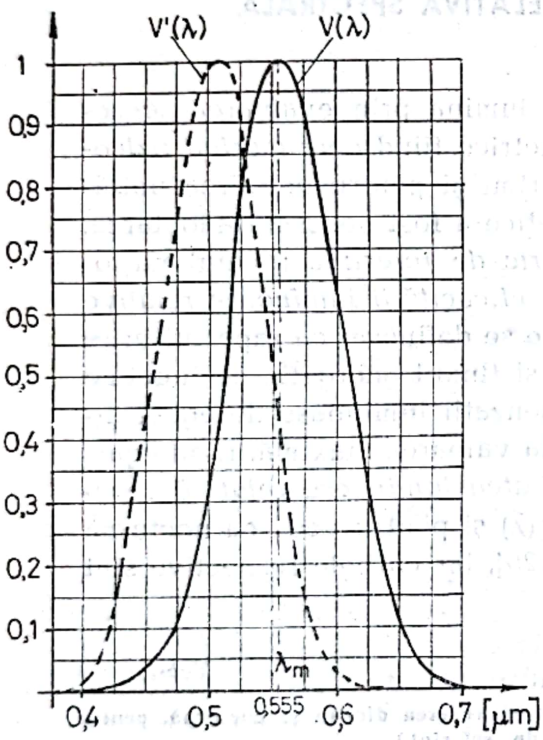


Fig. 3.2. Eficacitatea luminoasă relativă spectrală pentru observatorul fotometric de referință.

3.1.3. FLUXUL LUMINOS

Mărimea *fotometrică* care exprimă efectul fluxului energetic asupra ochiului, este denumită *flux luminos* (Φ_v) și are ca unitate de măsură *lumenul*, definit în funcție de unitatea de intensitate luminoasă — *candela*, aceasta din urmă fiind *unitate fundamentală* în sistemul S.I.

Pentru lungimea de undă $\lambda_m = 555$ nm, pentru care eficacitatea luminoasă relativă spectrală este maximă, experimental s-a determinat relația dintre fluxul luminos și fluxul energetic ca fiind :

$$\Phi_{v\lambda m} = 680 \cdot \Phi_{e\lambda m} \text{ [lm]} \qquad (3.3)$$

Pe baza acestor considerații se poate deduce relația care exprimă fluxul luminos al unei radiații monocromatice de lungime de undă λ :

$$\Phi_{v\lambda} = 680 \cdot V(\lambda) \cdot \Phi_{e\lambda} \text{ [lm]}. \qquad (3.4)$$

Pentru o radiație complexă relația devine :

$$\Phi_v = 680 \int_{\lambda_V}^{\lambda_R} V(\lambda) \cdot \Phi_{e\lambda} \, d\lambda \quad \text{[lm]}. \qquad (3.5)$$

* Constanta $K_m = \Phi_{v\lambda m}/\Phi_{e\lambda m}$, numită eficacitate luminoasă spectrală maximă are valoarea de circa 680 lm/W[4, 27, 28], fiind date în literatură și alte valori : 675 lm/W [29], 683 lm/W [6, 7[. Explicații asupra cauzelor acestor diferențe în [4] § 3.203.

Ca un exemplu de utilizare a relației (3.5) vom calcula fluxul luminos emis de o *sursă de lumină albă*, care are o densitate spectrală a **fluxului** energetic $\Phi_{e\lambda}$ constantă.

Presupunem că sursa emite în regiunea vizibilă a spectrului (între $\lambda_V = 0{,}38\ \mu m$ și $\lambda_R = 0{,}78\ \mu m$) o putere radiantă $\Phi_e = 1$ W. Rezultă deci din relația (3.1) că :

$$\Phi_{e\lambda} = d\Phi_e/d\lambda = \Phi_e/(\lambda_R - \lambda_V) = 1/(0{,}78 - 0{,}38) = 2{,}5\ W/\mu m. \tag{3.6}$$

Atunci din relația (3.5) :

$$\Phi_{v-ALB} = 680 \cdot \int_{\lambda_V}^{\lambda_R} V(\lambda)\, \Phi_{e\lambda}\, d\lambda = 680 \cdot 2{,}5 \cdot \int_{\lambda_V}^{\lambda_R} V(\lambda)\, d\lambda. \tag{3.7}$$

Pentru calcule aproximative integrala din relația (3.7) poate fi înlocuită cu o sumă de tipul $\frac{\lambda_R - \lambda_V}{n} \cdot \sum_1^n V_n$. Cu valorile din tabelul 3.1, cu $n = 23$ și $\sum_1^n V_n = 6{,}335875$ rezultă * :

$$\Phi_{v-ALB} = 680 \cdot 2{,}5 \cdot \frac{6{,}335875}{23} \cdot 0{,}4 = 180\ lm. \tag{3.8}$$

Pentru a ilustra unitatea de măsură a fluxului luminos — lumenul — se menționează că o lampă cu incandescență de 100 W fabricată în țară are o eficacitate luminoasă de 10,4 lm/W [28], rezultînd deci că emite un flux luminos de 1 040 lm.

3.1.4. INTENSITATEA LUMINOASĂ

Deoarece de regulă sursele de lumină nu repartizează fluxul luminos în mod uniform în toate direcțiile, pentru a caracteriza *acțiunea luminoasă într-o (anumită) direcție* se folosește mărimea numită *intensitate luminoasă* (I, I_v).

Intensitatea luminoasă I a unei surse de lumină, într-o direcție, se definește ca raportul dintre fluxul luminos ($d\Phi_v$) care părăsește sursa și se propagă într-un element de unghi solid care conține direcția și elementul respectiv de unghi solid ($d\Omega$) :

$$I = d\Phi_v/d\Omega\ [cd]. \tag{3.9}$$

Unitatea de măsură pentru intensitatea luminoasă este *candela* (cd), unitate fundamentală în sistemul SI, definită ca intensitatea luminoasă, într-o direcție dată, a unei surse care emite o radiație monocromatică cu frecvența de 540×10^{12} Hz și a cărei intensitate energetică, în această direcție, este de 1/683 wați pe steradian.

Rezultă deci că *lumenul* se definește ca fluxul luminos emis într-un unghi solid de 1 steradian, din jurul unei direcții date, de către o sursă de lumină punctiformă uniformă, care are intensitatea luminoasă de 1 candelă.

* Calculul mai exact cu valorile din STAS 2849/1-73 dă valoarea $v\text{-ALB} = 680 \cdot 0{,}2606 = 177{,}3$ lm.

Scanned with OKEN Scanner

Pentru o sursă luminoasă *uniformă*, a cărei intensitate luminoasă este aceeași în toate direcțiile, fluxul luminos emis în (întregul) spațiu este :

$$\Phi_v = \int I \, d\Omega = I \int d\Omega = 4\pi I. \tag{3.10}$$

Pentru o sursă luminoasă neuniformă, care emite fluxul luminos Φ_v în unghiul solid Ω, se poate defini intensitatea luminoasă medie :

$$I_{med} = \Phi_v / \Omega. \tag{3.11}$$

Considerînd fluxul total emis de sursă se poate defini intensitatea luminoasă sferică medie :

$$I_{ms} = \Phi_{vt} / 4\pi. \tag{3.12}$$

Revenind la exemplul anterior, lampa cu incandescență de 100 W care emite un flux luminos de 1 040 lm are o intensitate luminoasă sferică medie $I_{ms} = 1\,040/4\pi = 83$ cd.

3.1.5. ILUMINAREA

Pentru a caracteriza densitatea de flux luminos incident pe o suprafață se utilizează mărimea numită *iluminare* (E, E_v).

Iluminarea E, într-un punct al unei suprafețe se definește ca raportul dintre fluxul luminos ($d\Phi_v$) primit de elementul de suprafață care conține punctul dat și aria elementului de suprafață (dA) :

$$E = d\Phi_v / dA \ [\text{lx}]. \tag{3.13}$$

Se poate defini o valoare medie a iluminării unei suprafețe raportînd fluxul luminos Φ_v incident pe suprafață și aria A a acestei suprafețe :

$$E_{med} = \Phi_v / A \ [\text{lx}]. \tag{3.14}$$

Unitatea de măsură a iluminării în sistemul SI este *luxul* (lx), definit ca iluminarea într-un punct al unei suprafețe de 1 m^2, pe care cade uniform repartizat un flux de 1 lumen.

În tabelul 3.2 sînt date cîteva valori ale iluminării, în diverse condiții de iluminare.

Tabelul 3.2

Valorile iluminării în diverse condiții de iluminare

Condițiile de iluminare	Iluminarea (lx)
Noaptea cu lună plină	0,1 ÷ 0,2
Iluminarea pentru citit	20 ÷ 100
Iluminarea ecranului de film	40 ÷ 200
Iluminarea în cameră, vara, în zi senină	200
Iluminarea ziua, în loc deschis, pe timp înorat	1 000
Iluminarea într-un studio TV	2 000
Iluminarea vara, pe plajă	100 000

Scanned with OKEN Scanner

3.1.6. LUMINANȚA

O altă mărime fotometrică importantă este *luminanța* (luminoasă) (L, L_v) (vechiul termen era strălucire v. [26], § 2.4.12), mărime percepută practic direct de ochi. Această mărime este utilizată de cele mai multe ori la caracterizarea surselor de lumină.

Luminanța L, într-un punct (P) al suprafeței unei surse, într-o direcție, care formează cu normala (N) la suprafață în punctul considerat un unghi θ, se definește ca raportul între intensitatea luminoasă I_θ (sau dI_θ) în direcția considerată și aria proiecției ortogonale a elementului de suprafață dA (din jurul acelui punct) pe un plan perpendicular pe direcția considerată (fig. 3.3) :

$$L = \frac{I_\theta}{dA \cdot \cos\theta} \text{ [cd/m}^2\text{]}, \text{ [nt]}. \tag{3.14}$$

Luminanța medie pentru o suprafață A va fi dată de relația :

$$L = I_\theta / A \cdot \cos\theta. \tag{3.15}$$

Unitatea de măsură pentru luminanță în sistemul SI *este candela pe metru pătrat*, cunoscută și sub denumirea de *nit* [nt] și este definită ca luminanța într-o direcție, într-un punct al unei suprafețe cu aria de 1 *metru pătrat*, cunoscută și sub denumirea de *nit* [nt] și este definită ca lupe ea este de o candelă.

Un caz special de sursă luminoasă este acela cînd intensitatea luminoasă variază proporțional cu cosinusul unghiului dintre direcția de vizare și normala la suprafață, adică :

$$I_\theta = I_N \cdot \cos\theta, \tag{3.16}$$

unde I_N este intensitatea luminoasă în direcția normală la suprafață (fig. 3.4, a).

Această expresie este cunoscută sub denumirea de legea cosinusului lui Lambert. De remarcat că lumina emisă de ecranul unui tub cinescop TV urmează această lege relativ exact.

Notînd cu L_θ luminanta în direcția θ și cu L_N luminanța în direcția N, normală la suprafață, din (3.15) și (3.16) obținem :

$$L_\theta = I_\theta / A \cos\theta = \\ = I_N \cos\theta / A \cos\theta = I_N / A = L_N. \tag{3.17}$$

Relația (3.17) arată că luminanța suprafeței care se supune legii lui Lambert este independentă de unghiul de vizare (fig. 3.4, b). Astfel de suprafețe se numesc *perfect difuzante*.

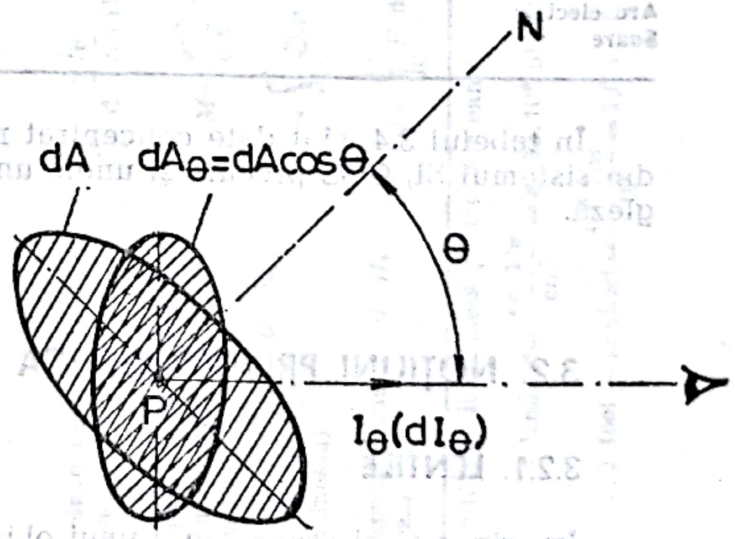


Fig. 3.3. Luminanța într-un punct al unei suprafețe, într-o direcție dată.

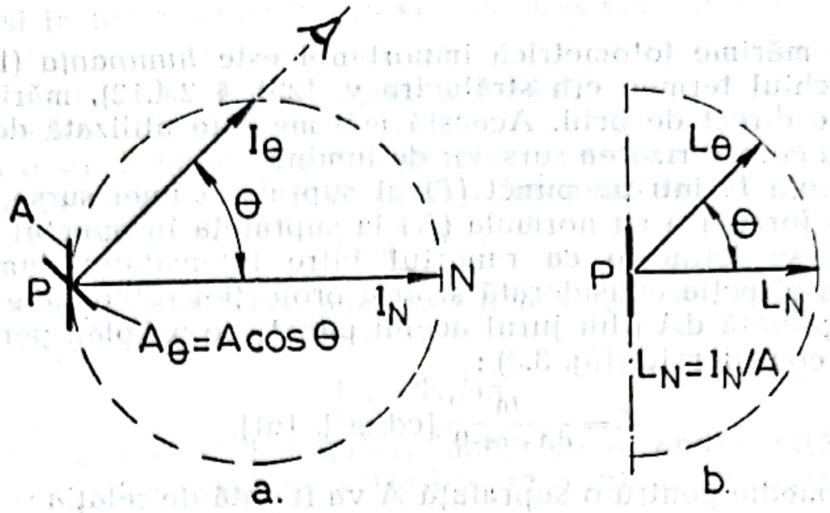


Fig. 3.4. Distribuția intensității luminoase (*a*) și luminanței (*b*) unei suprafețe, conform legii lui Lambert.

Cîteva valori tipice ale luminanței sînt date în tabelul 3.3.

Tabelul 3.3

Valori tipice ale luminanței unor suprafețe

Suprafața	Luminanța cd/m²
Ecran cinema	$10 \div 30$
Ecran tub cinescop TV	$40 \div 80$
Chibrit aprins	$5 \cdot 10^3$
Flacăra lumînării	$3 \div 8 \cdot 10^3$
Luna, pe cer senin	$7 \div 8 \cdot 10^3$
Tub cinescop pentru proiecție	$1 \div 2 \cdot 10^4$
Filamentul unei lămpi cu incadescență	$0{,}5 \div 1 \cdot 10^7$
Arc electric	$1 \div 2 \cdot 10^8$
Soare	$1{,}5 \cdot 10^9$

În tabelul 3.4, sînt date concentrat mărimile și unitățile fotometrice din sistemul SI, CGS precum și unele unități din literatura de limbă engleză.

3.2. NOȚIUNI PRIVIND OPTICA OBIECTIVELOR

3.2.1. LENTILE

Imaginea unei scene sau a unui obiect care emite, reflectă sau lasă să treacă lumina se formează pe suprafața fotosensibilă a unui tub analizor de imagine, pe un ecran sau film fotografic cu ajutorul unui *obiec-*

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 3.4

Principalele mărimi și unități fotometrice

Mărimea		Formula de definiție	Valoarea medie	Unități de măsură				
Denumirea	Simbol			Sistemul SI	Sistemul CGS	Relații de leg. cu SI	Lit. de lb. engleză	Relații cu SI
Intensitate luminoasă	I, I_v	$I=\frac{d\varnothing}{d\Omega}$	$I=\frac{\varnothing}{\Omega}$	Candelă [cd]	Candelă [cd]	—	Candelă [cd]	—
Flux luminos	$\varnothing$, $\varnothing_v$	$d\varnothing=I.d\Omega$ $=680\int_0^\infty v_\lambda \varnothing_\lambda d\lambda$	$\varnothing=I.\Omega$	Lumen [lm]	Lumen [lm]	—	Lumen [lm]	—
Iluminare (luminoasă)	E, E_v	$E=\frac{d\varnothing}{dA}$	$E=\frac{\varnothing}{A}$	Lux [lx]	Phot [ph]	1 lx= 10^{-4} ph	Footcandle [lm/ft²]	1 lm/ft²= =10,76 lx 1 lx= 9,29 . $.10^{-2}$ lm/ft²
Luminanță (luminoasă)	L, L_v	$L=\frac{I_\theta}{dA.\cos H}$	$L=\frac{I_\theta}{A\cos H}$	Candelă /m² [cd/m²] sau nit [nt]	Stilb [sb]	1 nt= 10^{-4} sb	Candela per sq.ft [cd/ft²]	1 cd/ft²= 10,76 nt 1 nt= 9,29 . $.10^{-2}$ cd/ft²
Emitanță (exitanță) luminoasă	M, M_v	$M=\frac{d\varnothing}{dA}$	$M=\frac{\varnothing}{A}$	Lumen/m² [lm/m²]	Lumen/cm² [lm/cm²]	1 lm/m²= $=10^{-4}$ lm/ /cm²	—	—
Cantitate de lumină (energie luminoasă)	Q, Q_v	$Q=\int_0^t \varnothing dt$	$Q=\varnothing.t$	Lumen. secundă [lm.s]	Lumen. secundă [lm.s]	—	—	—
Expunere luminoasă	H, H_v	$H=\int_0^t E\,dt$	$H=E.t$	Lux secundă [lx.s]	Phot. secundă [ph.s]	1 lx.s= $=10^{-4}$ ph.s		

Alte unități de lb. engleză pentru luminanță

1 lambert= $\frac{cd.1/\pi}{cm^2}=3{,}183.10^3$ nt= $9{,}29.10^2$ foot—lambert

1 foot — lambert= $\frac{cd.1/\pi}{ft^2}=1{,}076.10^{-3}$ lambert= 3,426 nt

tiv format de obicei din mai multe lentile *. Uneori, ca de exemplu în sistemele de proiecție TV pe ecran mare sau în sistemele optice (obiectivele) cu distanță focală (foarte) mare, se utilizează pentru formarea imaginilor și oglinzi sferice.

În sistemele de televiziune aplicată, cu destinație specială se folosesc de asemenea elemente optice speciale ca fibre optice, oglinzi dicroice, filtre neutre sau selective, precum și alte elemente.

Lentilele, care constituie elementele de bază ale obiectivelor, pot fi convergente sau divergente, după modul cum se comportă față de un fascicul de raze care cade asupra lor.

Un fascicul de raze paralele cu *axa optică* (axa care unește centrele de curbură ale suprafețelor lentilelor), care cade asupra unei lentile convergente (fig. 3.5, a) este strîns într-un singur punct F' numit *focar*, situat pe axa optică. Același fascicul căzînd asupra unei lentile divergente este împrăștiat (fig. 3.5, b), prelugirile razelor care părăsesc lentila întîlnindu-se într-un punct F care constituie *focarul virtual* al lentilei.

Acest fascicul de raze paralele poate fi considerat ca provenind de la o sursă sau un obiect situat la infinit (practic la o distanță suficient de mare de lentilă), rezultînd deci că *numai lentilele convergente formează imagini reale*, focarul fiind în acest caz imaginea obiectului. Din acest motiv orice obiectiv pentru captarea imaginilor este totdeauna echivalent cu o lentilă convergentă; de aceea în schemele optice de principiu un obiectiv se reprezintă printr-o astfel de lentilă.

O lentilă a cărei grosime — măsurată pe axa optică — este neglijabilă în comparație cu mărimea razelor de curbură ale suprafețelor refractante se numește *lentilă subțire*. În acest caz se poate considera că devierea razelor de lumină, ca urmare a refracției, are loc în planul median al lentilei. Punctele F și F' (fig. 3.6) ale unei astfel de lentile reprezintă, respectiv, focarul obiect (situat în spațiul obiect) și focarul imagine (situat în spațiul imagine), iar distanțele f și f', *distanțele focale*. Pentru cazul în care lentila se află într-un mediu omogen, de exemplu în aer, cele două distanțe focale sînt egale, adică $f=\bar{f}$ **.

Ecuația lentilei subțiri, care stabilește poziția punctelor conjugate obiect-imagine, este reprezentată de relația (formula lui Gauss):

$$\frac{1}{a'}+\frac{1}{a}=\frac{1}{f'}. \qquad (3.18)$$

O altă formă a ecuației (formula lui Newton) este $xx'=ff'$.

Se poate calcula din (3.18) distanța a' la care se formează imaginea față de lentilă: $a'=af'/(a-f')$. În tabelul 3.5 este calculată această distanță cu $f'=25$ mm și $f'=100$ mm, pentru diverse distanțe obiect-lentilă. Pe baza datelor din acest tabel și a celor arătate anterior se pot face

* Suprafețele lentilelor pot fi sferice (dioptru sferic), cazul cel mai răspîndit, sau cilindrice (dioptru cilindric) pentru obiectivele speciale — anamorfotice — utilizate în cinematografia pe ecran lat sau televiziunea pe ecran lat. Dioptrul este un ansamblu format de două medii transparente cu indici de refracție diferiți, separate printr-o suprafață.

** În optică este recomandată [30] utilizarea segmentelor orientate. Pentru simplitate, în acest capitol, toate segmentele au fost considerate în valoare absolută.

Scanned with OKEN Scanner

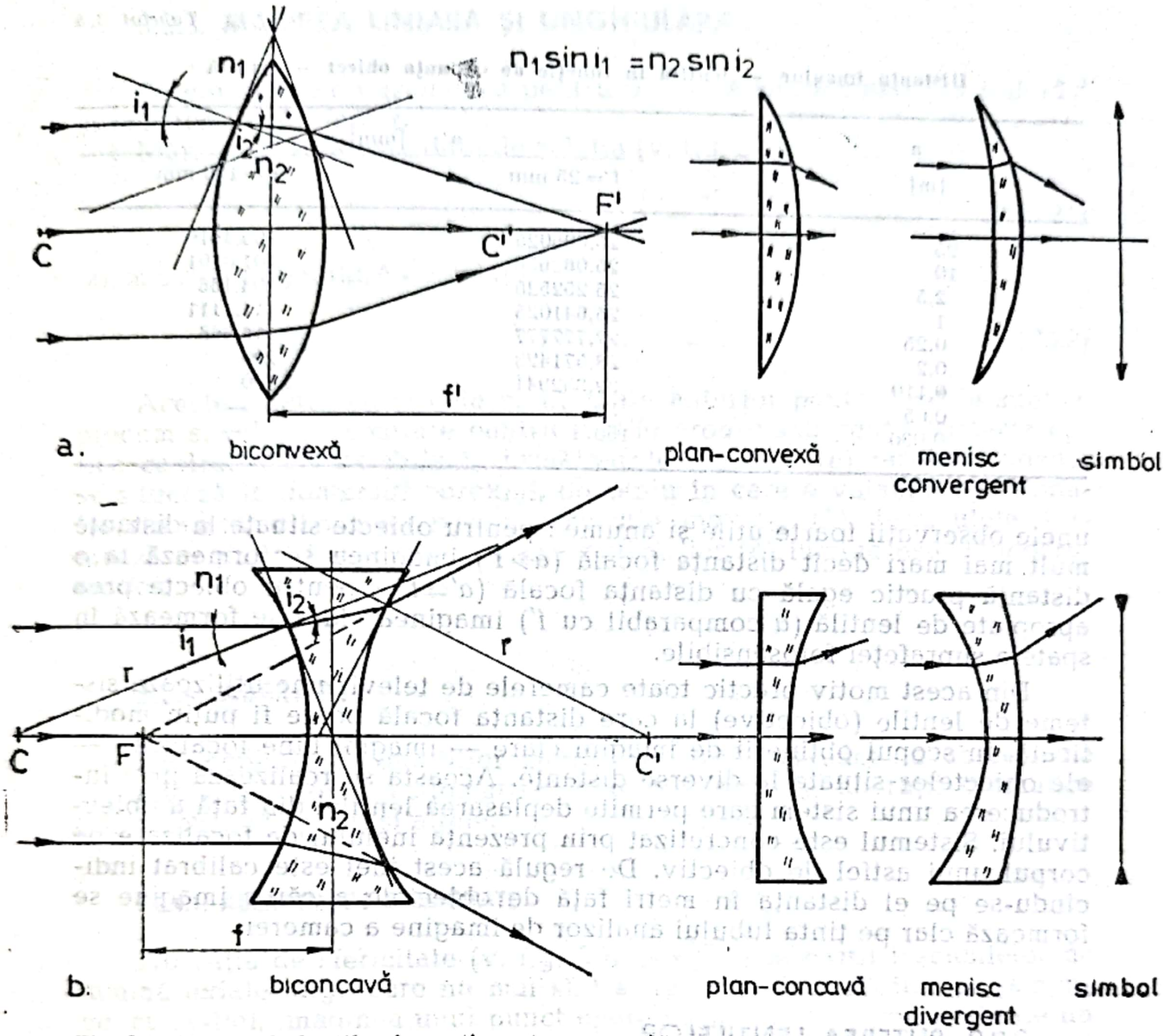


Fig. 3.5. Forme de lentile, în secțiune transversală : *a* — lentile convergente cu focar real *F'* ; *b* — lentile divergente cu focar virtual *F*.

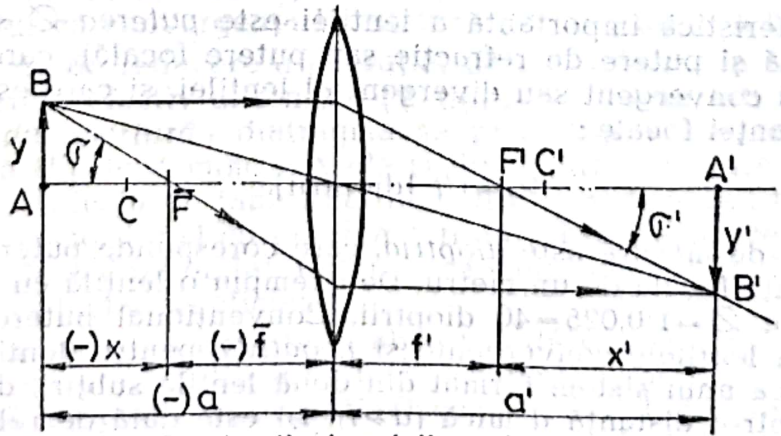


Fig. 3.6. Construcția imaginii unui obiect perpendicular pe axa optică, pentru o lentilă subțire

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 3.5

Distanța imagine — lentilă în funcție de distanța obiect — lentilă

a [m]	a' [mm]	
	f'= 25 mm	f'= 100 mm
25	25,025025	100,4016
10	25,062656	101,0101
2,5	25 252525	104,166
1	25,641025	111,1111
0,25	27,777777	116,666
0,2	28,571428	200
0,110	32,352941	1 100
0,05	50	—
0,030	150	—

unele observații foarte utile și anume : pentru obiecte situate la distanțe mult mai mari decît distanța focală ($a \gg f'$) imaginea se formează la o distanță practic egală cu distanța focală ($a' \simeq f'$) ; pentru obiecte prea apropiate de lentilă (a comparabil cu f') imaginea clară se formează în spatele suprafeței fotosensibile.

Din acest motiv practic toate camerele de televiziune utilizează sisteme de lentile (obiective) la care distanța focală poate fi puțin modificată, în scopul obținerii de imagini clare — imagini bine focalizate — ale obiectelor situate la diverse distanțe. Aceasta se realizează prin introducerea unui sistem care permite deplasarea lentilei din față a obiectivului. Sistemul este concretizat prin prezența inelului de focalizare pe corpul unui astfel de obiectiv. De regulă acest inel este calibrat indicîndu-se pe el distanța în metri față de obiectele a căror imagine se formează clar pe ținta tubului analizor de imagine a camerei.

3.2.2. PUTEREA LENTILELOR

O caracteristică importantă a lentilei este *puterea* $\varnothing$ sau convergența (numită și putere de refracție sau putere focală), care caracterizează efectul convergent sau divergent al lentilei, și care este egală cu inversul distanței focale :

$$\varnothing = 1/f \text{ [dioptrii]}. \tag{3.19}$$

Unitatea de măsură este *dioptria*, care corespunde puterii unei lentile cu distanța focală de un metru. De exemplu o lentilă cu $f = 25$ mm $= 0{,}025$ m are $\varnothing = 1/0{,}025 = 40$ dioptrii. Convențional puterea este *pozitivă* pentru lentilele convergente și *negativă* pentru lentilele divergente. Puterea unui sistem format din două lentile subțiri, de orice tip, separate printr-o distanță d mică ($d \gg f_1, f_2$) este dată de relația [4, 6] :

$$\varnothing = \varnothing_1 + \varnothing_2 - d \cdot \varnothing_1 \cdot \varnothing_2. \tag{3.20}$$

Scanned with OKEN Scanner

3.2.3. MĂRIREA LINIARĂ ȘI UNGHIULARĂ

Se pot defini de asemenea pentru o lentilă subțire *mărirea liniară* β și *mărirea unghiulară* γ.

Mărirea liniară este dată de relația (v. fig. 3.6) :

$$\beta = \frac{y'}{y} = \frac{a'}{a} = \frac{f}{x} = \frac{x'}{f'}, \tag{3.21}$$

iar mărirea unghiulară de relația :

$$\gamma \cong \frac{\sigma'}{\sigma}. \tag{3.22}$$

Aceste relații, ca și cele menționate anterior pentru lentile subțiri, precum și relațiile similare pentru *lentile groase* sau pentru sisteme optice centrate sînt valabile în următoarele ipoteze : (*a*) razele incidente se situează în *domeniul paraxial*, domeniu în care e valabilă aproximația $\sin\sigma \cong \operatorname{tag}\sigma \cong \sigma$, deci pentru fascicule *înguste*, (*b*) fasciculele formează *unghiuri foarte mici* cu axa optică, iar (*c*) lumina este *monocromatică*.

3.2.4. ABERAȚII

Neîndeplinirea condițiilor menționate mai sus duce la aberații de sfericitate (*a*), coma, astigmatism și distorsiuni (*b*), aberații cromatice (*c*), curbura cîmpului și altele.

3.2.4.1. ABERAȚIA DE SFERICITATE

Aberația de sfericitate (v. fig. 3.7, a) apare în cazul fasciculelor de lumină axiale *largi*, care nu mai sînt strînse de lentilă într-un singur punct. Astfel, imaginea unui punct apare pe un ecran înconjurată de un *halo* a_1a_2. În consecință imaginea unui obiect își va pierde din contrast și va apare ca nefocalizată și neclară. Aberația de sfericitate se datorește faptului că convergența lentilelor este mai mare la periferie.

O metodă de reducere a aberației de sfericitate constă în micșorarea diametrului efectiv al lentilei (v. fig. 3.7, b), prin introducerea unei *diafragme de apertură* ; diafragma se poate introduce înainte (I) sau după lentilă (I') după cum se vede și din figură. Utilizarea acestei metode este justificată de faptul că diametrul d al haloului (v. fig. 3.7, a) este direct proporțional cu puterea a treia a razei efective h_l a lentilei. Metoda are însă dezavantajul că reduce cantitatea de lumină care trece prin lentilă reducîndu-i eficiența.

O altă metodă de corecție a aberației de sfericitate, ilustrată în figura 3.7, c, constă în utilizarea unei combinații formată dintr-o lentilă convergentă C și una divergentă D cu caracteristici corespunzătoare ; lentila divergentă D trebuie să aibă aberații de sfericitate identice și de sens contrar cu ale lentilei convergente C.

Scanned with OKEN Scanner

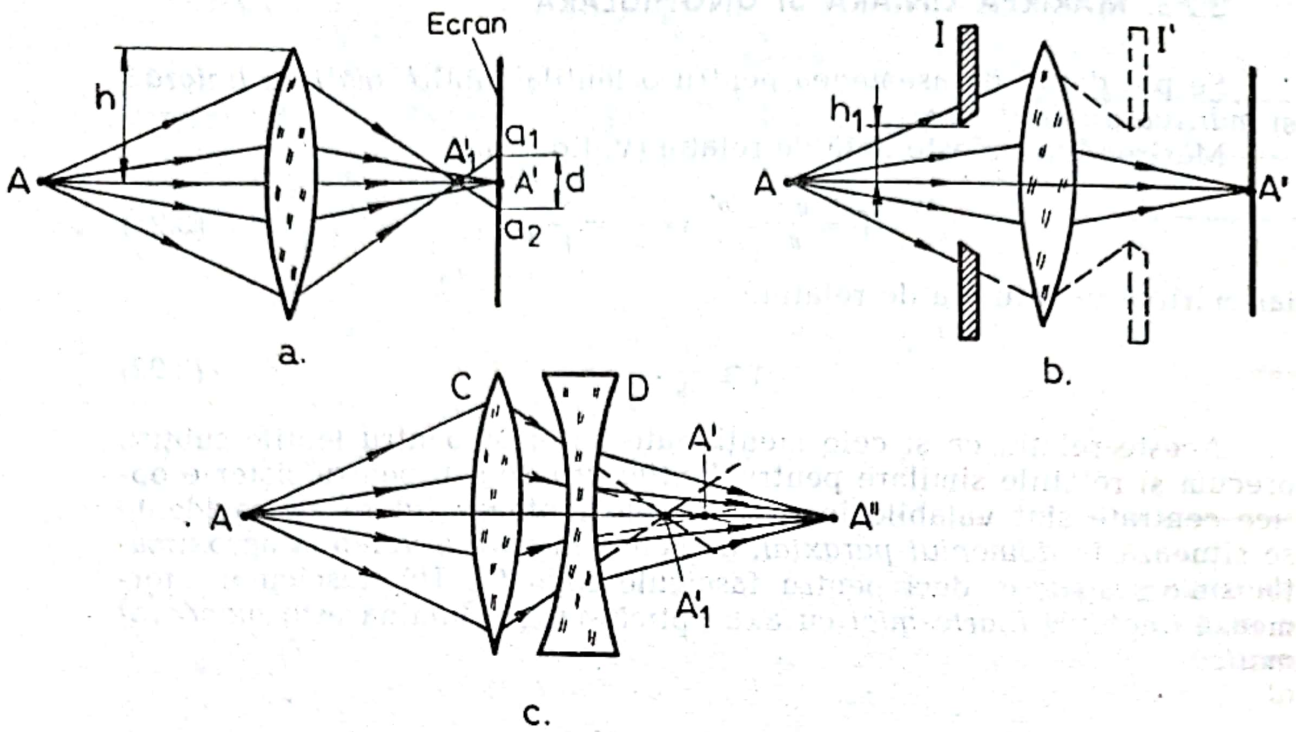


Fig. 3.7. Aberația de sfericitate : *a* — formarea haloului în aberația de sfericitate ; *b* — eliminarea haloului prin introducerea unei diafragme ; *c* — corelația aberație de sfericitate utilizînd o combinație dintr-o lentilă convergentă *C* și una divergentă *D*.

În acest sistem de lentile razele converg în punctul A'', mai îndepărtat decît A' sau A_1' ; rezultă deci că distanța focală a sistemului este mai mare decît a lentilei necorectate (v. relația (3.20)). Această metodă nu afectează cantitatea de lumină care intră în lentilă. Compensarea aberației de sfericitate prin combinații de lentile convergente și divergente nu este totală. Dintre lentilele simple, aberații de sfericitate minime prezintă lentila biconvexă.

3.2.4.2. ABERAȚII ALE FASCICULELOR NEAXIALE

Coma, astigmatismul și distorsiunea sînt aberații ce apar în cazul fasciculelor de lumină neaxiale, chiar dacă lentila nu ar avea aberații de sfericitate.

3.2.4.2.1. **Coma** este o aberație care apare la unghiuri ω relativ mici și își datorează numele faptului că imaginea corespunzătoare unui obiect punctiform are o formă asimetrică, aducînd cu cea a unei comete ; cîteva forme sînt prezentate în figura 3.8, a [31]. Imaginea obținută în cazul comei are ca plan de simetrie, în cazul imaginii din figura 3.8 planul paginii (în general planul A_1, A, A'). Asemănător aberației de sfericitate, coma se datorește faptului că lentila sau sistemul optic în general, prezintă o convergență care depinde de regiunea de incidență și de unghiul de incidență al razelor de lumină, ceea ce face ca razele să nu convergă în același punct.

Scanned with OKEN Scanner

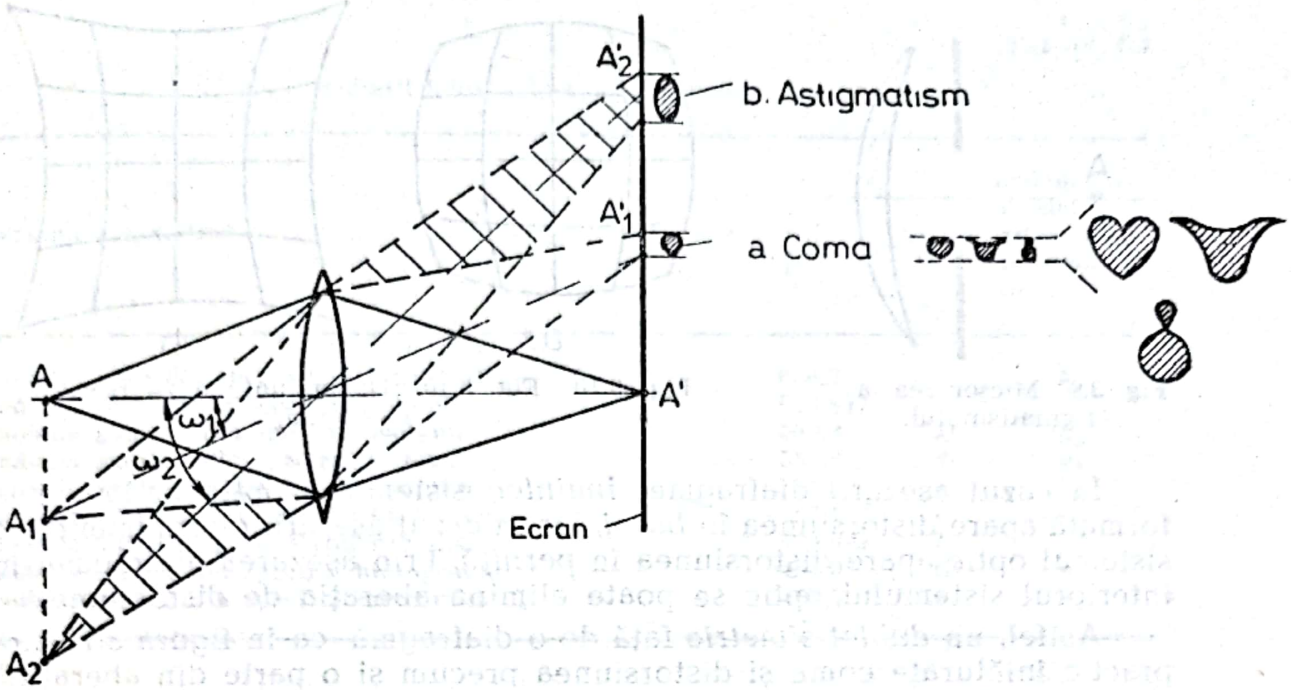


Fig. 3.8. Aberaţii în cazul fasciculelor neaxiale : *a* — coma ; *b* — astigmatism.

Coma poate fi eliminată pentru o distanţă obiect şi imagine date, în cazul unei lentile simple, prin alegerea corectă a razei de curbură [4]. În cazul obiectivelor corecţia acestei aberaţii se realizează prin introducerea unei diafragme în intervalul sistemului optic ; acesta constituie şi principiul obiectivului *dublu anastigmat.*

3.2.4.2.2. **Astigmatismul** este predominant la unghiuri ω mari. Astigmatismul conţine aspecte din ambele aberaţii menţionate pînă acum : afectează fasciculele înclinate faţă de axa optică ca în cazul comei, şi în acelaşi timp imaginea este întinsă în direcţia axei, ca în cazul aberaţiei de sfericitate.

Imaginea unui punct în cazul acestei aberaţii se formează de fapt într-o *zonă* din spaţiul imagine. Imaginea formată în planul ecranului din figura 3.8, b este în general o elipsă, care poate degenera în cerc, sau dreaptă pentru diverse distanţe ecran-lentilă.

Pentru o lentilă, astigmatismul se micşorează prin aşezarea lentilei cu faţa mai puţin curbată spre obiect şi/sau prin montarea unei diafragme înaintea lentilei (fig. 3.9).

3.2.4.2.3. **Distorsiunea.** În cazul distorsiunii, imaginea formată de lentilă, deşi suficient de clară, nu este asemănătoare ca formă obiectului. Exemplul cel mai des citat este cel al unei reţele pătrate care va apare deformată ca în figura 3.10. Această aberaţie apare datorită faptului că mărirea liniară a lentilei are diverse valori, pentru diverse depărtări faţă de axa optică. Cînd mărirea creşte cu mărirea acestei distanţe apare distorsiunea în „perniţă" (fig. 3.10, b) iar în cazul opus, distorsiunea în „butoi".

Scanned with OKEN Scanner

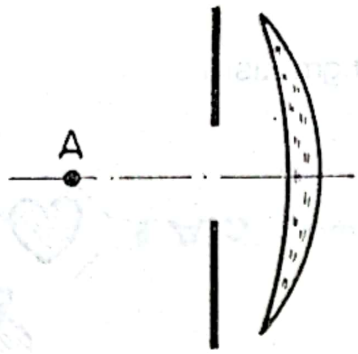


Fig. 3.9. Micşorarea astigmatismului.

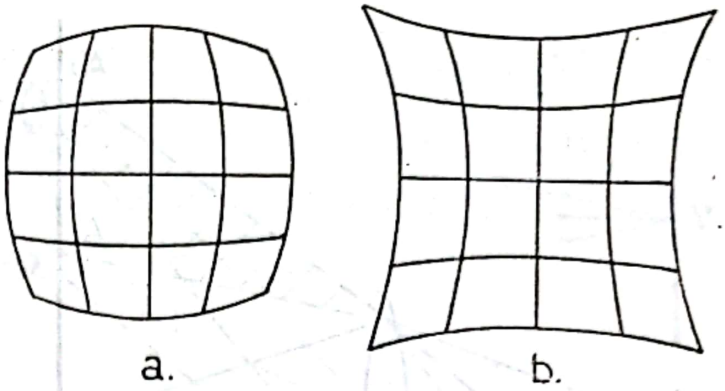


Fig. 3.10. Fig. 3.10. Distorsiuni : *a* — perniţă ; *b* — butoi.

În cazul aşezării diafragmei *înaintea* sistemului optic în imaginea formată apare distorsiunea în *butoi*, iar în cazul aşezării diafragmei *după* sistemul optic apare distorsiunea în *perniţă*. Prin aşezarea diafragmei în interiorul sistemului optic se poate elimina aberaţia de distorsiune.

Astfel, un *dublet simetric* faţă de o diafragmă, ca în figura 3.11, are practic înlăturate coma şi distorsiunea precum şi o parte din aberaţiile cromatice. În general, aberaţiile care afectează fasciculele neaxiale pot fi corectate prin combinaţii de lentile cu raze de curbură, spaţii şi indici de refracţie convenabili aleşi.

3.2.4.3. ABERAŢII CROMATICE

Este cunoscut fenomenul de dispersie a luminii albe la trecerea printr-o prismă, fenomen care evident are loc şi la trecerea luminii printr-o lentilă (v. fig. 3.12).

Prezenţa acestui fenomen duce la apariţia imaginilor cu *aberaţii cromatice*.

Înainte de a analiza în amănunt acest tip de aberaţii vom menţiona că indicele de refracţie al substanţelor optice se măsoară pentru un set de radiaţii folosite în optica tehnică şi care sînt notate simbolic cu litere ; dintre aceste radiaţii cele mai uzuale sînt date în tabelul 3.6.

Indicele de refracţie mijlociu al unei substanţe se determină pentru radiaţia *D*, *d* sau e [29] faţă de aer. Pentru materialele optice cele mai

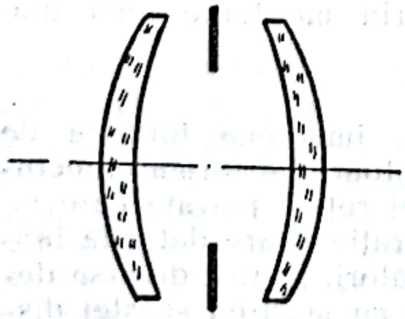


Fig. 3.11. Dublet simetric.

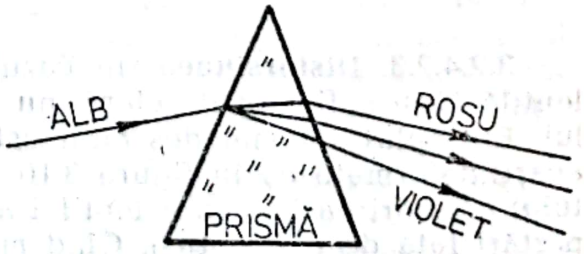


Fig. 3.12. Dispersia luminii.

Tabelul 3.6

Radiații folosite în optica tehnică

Denumirea radiației	λ [nm]	Simbol	Simbolul indicelui de refracție corespunzător
Radiația roșie din spectrul hidrogenului	656,28	C	n_C
Radiația roșie din spectrul cadmiului	643,847	C'	n'_C
Radiația galbenă din spectrul sodiului	589,3	D	n_D
Radiația galbenă din spectrul heliului	587,6	d	n_d
Radiația verde din spectrul mercurului	546,1	e	n_e
Radiația albastră din spectrul hidrogenului	486,1	F	n_F
Radiația albastră din spectrul cadmiului	479,992	F'	n'_F
Radiația violetă din spectrul hidrogenului	434,0	G'	n'_G
Radiația violetă din spectrul mercurului	404,7	h	n_h

utilizate în optică și anume sticlele optice, indicele de refracție mijlociu variază între cca. 1,365 (sticla fluorid) și 2,075 (sticla cu plumb și titan), distingîndu-se două sorturi principale: *sticle crown* (ușoare) și *sticle flint* (grele). S-a constatat de asemenea că lungimea spectrului de dispersie diferă, în aceleași condiții, de la material la material. Diferă de asemenea, pentru o lungime normalizată a spectrelor, poziția diferitelor radiații în spectru.

Pentru caracterizarea din acest punct de vedere a diverselor sorturi de sticlă s-a introdus coeficientul de dispersie (vizual) ν sau ν_e, definit de relațiile:

$$\nu = \frac{n_D - 1}{n_F - n_C}, \qquad \nu_e = \frac{n_e - 1}{n_{F'} - n_{C'}}, \tag{3.23}$$

unde $n_F - n_C$ este *dispersia principală*; ν_e se mai numește și numărul lui Abbe. Acest ultim coeficient variază pentru sticlele optice între $\nu_e = 20{,}5 \div 105$, sticlele cu $\nu_e > 55$ fiind numite tip crown, cele cu $\nu_e < 50$ tip flint, iar cele intermediare crown-flint.

Alte materiale optice utilizate în tehnică sînt: cristalele optice ca cuarțul, spatul de Islanda, fluorura de calciu sau litiu, cristalele de NaCl, KBr, AgCl, KI, NaI, safirul, ș.a. sau unele materiale sintetice ca plexiglas, trolit, polistiren etc.

Modul de formare a aberațiilor cromatice este ilustrat de figura 3.13, a, b. Considerînd din fasciculul de lumină albă numai razele roșu C și albastru F (v. tabelul 3.6) se observă că deoarece $n_F \neq n_C$ focarele F'_F și F'_C vor fi diferite. Rezultă deci că imaginea unui punct luminos care emite lumină albă nu se va forma într-un singur punct ci într-o zonă unde vor apare colorații (fig. 3.13, a). În imaginea unui obiect în lumină albă vor apare colorații mai ales la margine.

Distanța $\Delta f' = f'_C - f'_F$ se numește *aberație cromatică longitudinală*, iar raza ρ *aberație cromatică transversală*. Se poate arăta că $\Delta f'$ este

Scanned with OKEN Scanner

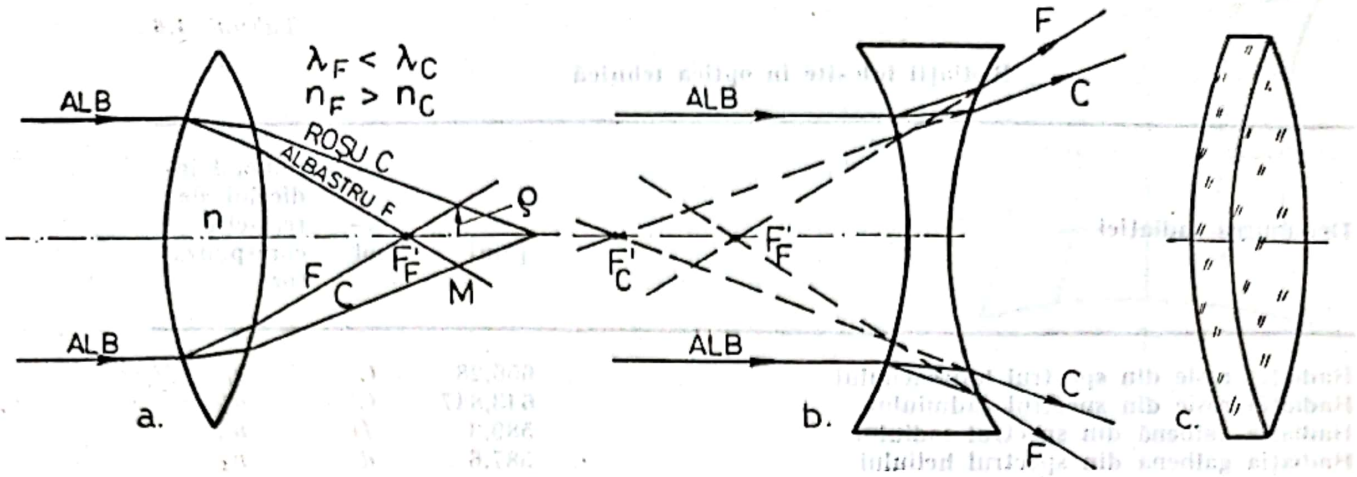


Fig. 3.13. Aberații cromatice : *a* — lentilă convergentă ; *b* — lentilă divergentă ; *c* — sistem acromatic.

direct proporțională cu $1/\nu$ (v. și relația (3.23)), adică cu inversul coeficientului de dispersie.

Un obiectiv pentru care $f'_C > f'_F$ este din punct de vedere cromatic *subcorijat*, sau în caz contrar *supracorijat*.

Deorece pentru o lentilă convergentă $f'_C > f'_F$, iar pentru una divergentă $f'_C < f'_F$, prin asamblarea a două lentile de acest tip se poate obține un sistem optic convergent (fig. 3.13, c) la care $\Delta f' = f'_C - f'_F = 0$; un astfel de sistem se numește *acromatizat vizual*. Pentru alte aplicații se poate realiza acromatizarea pentru alte radiații ale spectrului, de exemplu corecția actinică pentru fotografie ; s-au realizat de asemenea obiective acromatizate pentru trei radiații. Principiul de realizare a corecțiilor cromatice este arătat în figurile 3.14, a, b.

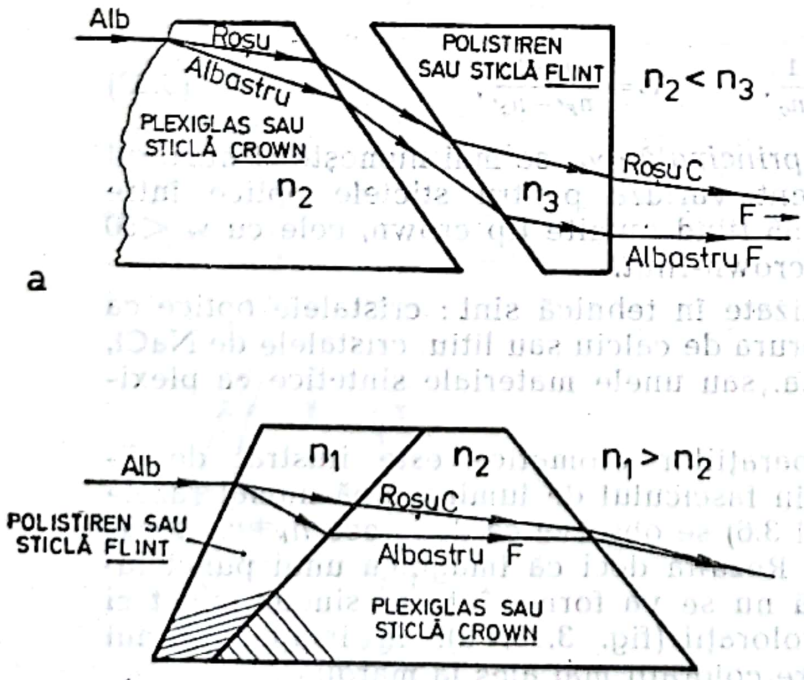


Fig. 3.14. Principiul realizării corecțiilor cromatice.

3.2.5. DIAFRAGMELE OBIECTIVELOR

În componența sistemelor optice intră, după cum s-a observat la § 3.2.4. și elemente opace care limitează trecerea fasciculelor de raze, elemente numite *diafragme*. Diafragmele au fie rolul de a limita deschiderea fasciculului de raze care trec prin sistemul optic, în scopul micșorării aberațiilor

Scanned with OKEN Scanner

sau al controlului cantității de lumină trasmisă, caz în care se numesc *diafragme de apertură* (sau de deschidere), fie rolul de limitare (control) a cîmpului imaginii, caz în care se numesc *diafragme de cîmp*. În cazul obiectivelor diafragma de apertură este așezată de regulă în interiorul obiectivului (v. și § 3.2.4.).

Obiectivele pentru captarea imaginii sînt prevăzute cu diafragme cu deschidere reglabilă numite *diafragme iris*.

Avînd în vedere rolul determinant al diafragmei de apertură în determinarea deschiderii efective a lentilei se definește *pupila de intrare*, ca fiind imaginea diafragmei de apertură dată de partea din față a sistemului optic.

Uneori diametrul pupilei de intrare (D) este numit și *diametrul efectiv* al lentilei (obiectivului) [4, 6].

Raportul dintre distanța focală f a sistemului optic și diametrul pupilei de intrare D se numește *număr de deschidere* k. Deci : $k=f/D$. Raportul invers al acestor două mărimi, notat 1/k, se numește *deschidere relativă*.

La obiectivele pentru captarea imaginilor (ca și la cele fotografice) deschiderea diafragmei de apertură fiind variabilă rezultă că și diametrul pupilei de intrare va fi variabil, deci și deschiderea relativă va fi variabilă. La aceste obiective valorile numerelor de deschidere corespunzătoare sînt marcate în dreptul unor repere de pe inelul de acționare al diafragmei iris. De regulă aceste valori fac parte din șirul normalizat 1 ; 1,4 ; 2 ; 2,8 ; 4 ; 5,6 ; 8 ; 11 ; 16 ; 22 ; 32, valorile uzuale fiind între 2 și 22. Șirul este o progresie geometrică cu rația $\sqrt{2}$. Pentru simplitatea notării pe montura obiectivului (inelul diafragmei) valorile șirului rezultat sînt rotunjite. Cu cît este mai mic numărul de deschidere cu atît mai mare este cantitatea de lumină recepționată de electrodul fotosensibil al tubului analizator de imagine. Astfel dacă pentru o deschidere a diafragmei notată cu 2 avem o iluminare a țintei de 1 000 lx, modificînd poziția inelului de reglaj al diafragmei la 2,8 vom avea o iluminare a țintei de numai 500 lx. Prin modificarea poziției inelului peste m intervale din șirul menționat anterior iluminarea se va modifica în raportul 2^m.

Se observă deci că iluminarea țintei este direct proporțională cu pătratul deschiderii relative ; mărimea $(D/f)^2=(1/k)^2$ se mai numește și *viteza lentilei* (obiectivului). Cu cît este mai mare viteza lentilei (obiectivului) cu atît mai luminoasă este imaginea formată.

3.2.6. VIGNETAREA

Un efect supărător care apare la trecerea fasciculelor de raze printr-un obiectiv este *vignetarea*. Fenomenul, care este ilustrat de figura 3.15, se datorește monturii obiectivului și constă în limitarea parțială sau totală a fasciculelor oblice de raze la trecerea lor prin sistemul optic ; vignetarea are ca efect scăderea iluminării imaginii formate către marginile ei, scădere care depinde de mărimea unghiului α format de raza principală a fasciculului cu axa optică a sistemului și de construcția obiectivului.

Scanned with OKEN Scanner

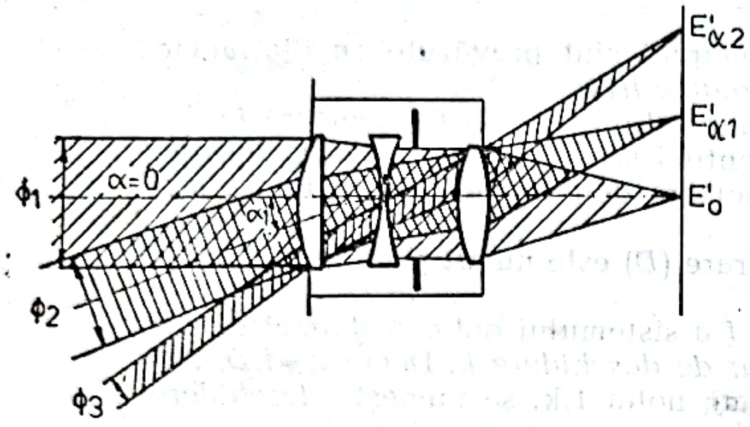


Fig. 3.15. Vignetarea fasciculelor de raze într-un obiectiv.

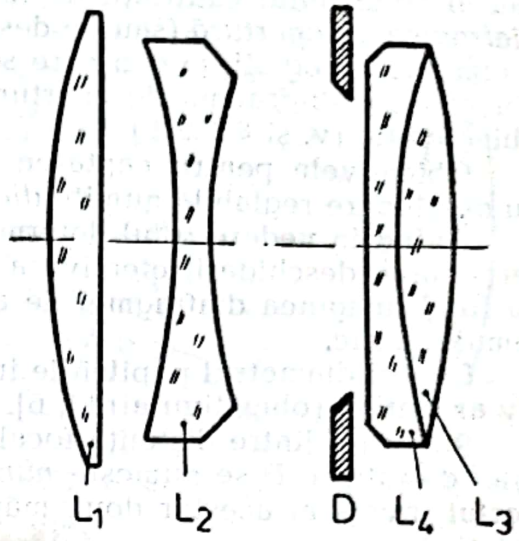


Fig. 3.16. Structura unui obiectiv.

Scăderea iluminării datorită vignetării are o componentă proporțională cu $\cos^4 \alpha$, consecință a legilor iluminării, numită și vignetare naturală, precum și o componentă artificială datorată construcției obiectivului. Iluminarea E' într-un punct al imaginii se determină cu relația: $E' = E'_0 \cdot k_\alpha \cdot \cos^4 \alpha$, unde E'_0 este iluminarea punctului de pe axa optică, iar k_α este coeficientul de vignetare artificială.

Reducerea vignetării artificiale se face prin mărirea diametrului lentilei frontale a obiectivului față de restul componentelor; prezența diafragmei are de asemenea și rolul de a atenua efectul vignetării, prin scăderea vignetării artificiale.

3.2.7. COMBINAȚII DE LENTILE

Un exemplu de combinație de lentile utilizată pentru obținerea unui obiectiv de calitate este arătat în figura 3.16. Combinația formată din cele două lentile convergente L_1, L_3, care încadrează lentila divergentă L_2, împreună cu diafragma D, realizează un triplet, care aproape nu mai prezintă aberații cromatice și de sfericitate. Prin adăugarea lentilei divergente L_4, lipită pe L_3, s-au putut suprima aberațiile datorate curburii cîmpului. Dacă cu o lentilă simplă deschiderea relativă maximă care se poate obține este de ordinul 1/16, cu obiectivul arătat s-a putut atinge 1/2,8.

3.2.8. IMAGINI PARAZITE

În cazul cînd obiectivul este îndreptat asupra unui corp strălucitor situat pe un fond întunecat se observă apariția *imaginilor parazite* care se trad: prin pete luminoase pe fond obscur. Aceste imagini se dato-

Scanned with OKEN Scanner

resc reflexiilor din interiorul obiectivului, unde razele de lumină sînt reflectate de suprafețele aer-sticlă ale lentilelor, care dau, mai mult sau mai puțin, un efect de oglindă. Dacă numărul suprafețelor aer-sticlă ale obiectivului este N, numărul imaginilor parazite poate atinge valoarea : $N(N-1)/2$ [32]. De exemplu obiectivul din figura 3.16, cu șase suprafețe aer-sticlă poate da 15 imagini parazite.

Protecția obiectivelor împotriva acestui fenomen se realizează utilizînd *parasolare*, care limitează pătrunderea în obiectiv a luminii parazite. Acest fenomen mai are drept consecință și micșorarea cantității de lumină ce ajunge direct pe ținta tubului analizor de imagine, pe de o parte, și duce la apariția unei cantități de lumină difuză în obiectiv ceea ce duce la micșorarea contrastului imaginii, pe de altă parte.

3.3. CARACTERISTICILE OBIECTIVELOR CAMERELOR DE LUAT VEDERI

Obiectivul camerei de luat vederi nu trebuie să introducă aberații importante în imaginea de televiziune obținută. Cerințele impuse acestor obiective, în sistemele cu rezoluție normală, sînt în principiu satisfăcute cu obiectivele moderne utilizate în cinematografie și fotografie. Astfel în practică se pot utiliza, și se și utilizează obiectivele aparatelor de filmat de 35 mm pentru camerele cu superorticon și cele ale aparatelor de filmat de 16 mm pentru camere cu vidicon de 1″ (25,4 mm). Obiectivele aparatelor de filmat de 35 mm se folosesc, în general, cînd formatul imaginii pe electrodul fotosensibil al tubului analizor de imagine are dimensiunile de cca 24×18 mm.

Realizarea sistemelor de televiziune de înaltă rezoluție au impus crearea unor obiective special concepute pentru televizinue, a căror proiectare s-a făcut ținînd seama de particularitățile captării imaginii în televiziune față de cinematografie sau fotografie [2] :

1. — imaginea într-o cameră TV se formează pe *suprafața interioară* a ferestrei frontale a tubului analizor de imagine, fereastră ce poate atinge grosimea de 4 mm ;

2. — uneori se utilizează filtre neutre, între obiectiv și suprafața fotosensibilă, cu grosimi de același ordin de mărime ; influența acestor factori asupra calității imaginii este sensibilă pentru obiecitve cu $f' \leqslant 135$ mm ;

3. — imaginea formată este recepționată de elementul fotosensibil al tubului analizor de imagine, a cărui caracteristică spectrală diferă de cea a ochiului sau peliculei ; rezultă de aici distorsiuni de contrast. În acest scop obiectivele pentru televiziune sînt acromatizate pentru lungimile de undă G' și D.

Obiectivele pot fi caracterizate prin mai mulți parametri (caracteristici) ce pot fi împărțiți în trei grupe și anume : caracteristici tehnico-constructive, fotometrice și calitative. În cele ce urmează se vor analiza mai detaliat numai acele caracteristici ce prezintă interes mai mare în practică.

Scanned with OKEN Scanner

3.3.1. CARACTERISTICI TEHNICO-CONSTRUCTIVE ALE OBIECTIVELOR

Principalele caracteristici tehnico-constructive ale obiectivelor sînt: distanţa focală, distanţa de vîrf, distanţa de asamblare, unghiul de cîmp al imaginii şi deschiderea relativă.

3.3.1.1. DISTANŢA FOCALĂ

Distanţa focală f' constituie principala caracteristică tehnică a obiectivului şi se defineşte ca distanţa dintre punctul principal imagine H' şi focarul principal F' (fig. 3.17) *.

Acest parametru condiţionează unghiul de cîmp al imaginii 2w (v. fig. 3.19), şi mărirea liniară β. Distanţa focală se exprimă uzual în *mm*, dar mărimea ei capătă un sens bine precizat numai în legătură cu formatul imaginii în planul electrodului fotosensibil al tubului analizator de imagine.

În funcţie de mărimea distanţei focale obiectivele se pot împărţi în trei categorii, ale căror limite sînt aproximativ cele de mai jos:

— obiective cu distanţă focală mică: $f' < 40$ mm;
— obiective cu distanţă focală normală: $f' = 40 \div 80$ mm;
— obiective cu distanţă focală mare: $f' > 80$ mm.

În televiziunea aplicată se utilizează obiective cu $f' \cong 10 \div 1\,000$ mm dar sînt citate şi obiective cu distanţe focale în afara acestui domeniu de exemplu $f' = 2\,000$ mm sau $f' = 6$ mm [1, 5].

Planele principale, fiind plane imaginare, nu pot fi utilizate ca elemente de referinţă în poziţionarea obiectivului faţă de tubul analizor de imagine.

3.3.1.2 DISTANŢA DE VÎRF

Distanţa de vîrf l_v, reprezintă distanţa, măsurată pe axa optică a obiectivului, de la suprafaţa utimei lentile la planul focal imagine (fig. 3.18). Acest parametru poate fi utilizat ca element de referinţă constructiv dar este mai puţin folosit în practică.

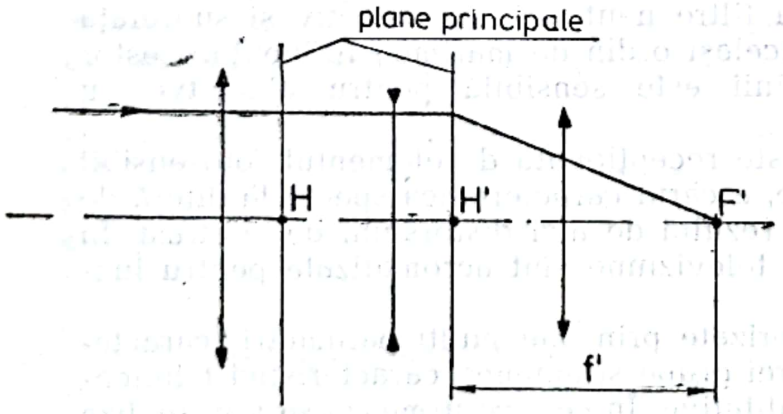


Fig. 3.17. Distanţa focală a obiectivului.

3.3.1.3. DISTANŢA DE ASAMBLARE

Distanţa de asamblare l_A, care reprezintă distanţa de la suprafaţa de aşezare a monturii obiectivului la planul focal imagine, este folo-

* Pentru definiţia punctului principal imagine vezi [30[.

Scanned with OKEN Scanner

sită cel mai des ca parametru constructiv în poziționarea obiectivului avînd în vedere că se poate măsura și verifica relativ ușor.

Această distanță este de circa 45 mm pentru obiectivele construite pentru formatul imaginii de 24×18 mm și 17,5 mm pentru formatul imaginii de 12,7×9,5 mm (12×9), formatul cel mai utilizat în sistemele de televiziune în circuit închis [2, 5].

Obiectivele sînt astfel construite încît pentru diverse distanțe focale, distanța de asamblare este aceeași, ceea ce asigură interschimbabilitatea lor; camerele de TV au prevăzut sisteme care permit reglarea între anumite limite a distanței l_A, sistem care permite compensarea toleranțelor elementelor constructive, în vederea obținerii unei imagini de bună calitate. Aceste sisteme permit fie deplasarea obiectivului față de tubul analizor de imagine, fie deplasarea tubului analizor de imagine împreună cu sistemul său de deflexie și focalizare față de obiectiv.

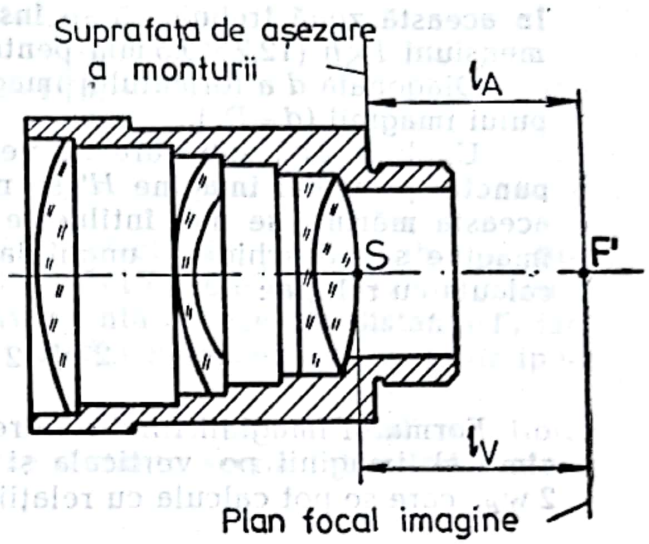


Fig. 3.18. Distanța de vîrf și de asamblare a obiectivului.

3.3.1.4. UNGHIUL DE CÎMP IMAGINII

Razele de lumină care pătrund într-un obiectiv formează în planul focal imagine o zonă luminoasă circulară, de diametru D_0 în figura 3.19, numită *cîmpul obiectivului.* O imagine de calitate corespunzătoare, perfect clară și de luminozitate uniformă, se obține într-o zonă de diametru mai mic, numită *cîmpul imaginii clare,* zonă din care se utilizează o porțiune cu diametrul D_i, (v. fig. 3.19), numită *cîmpul imaginii.*

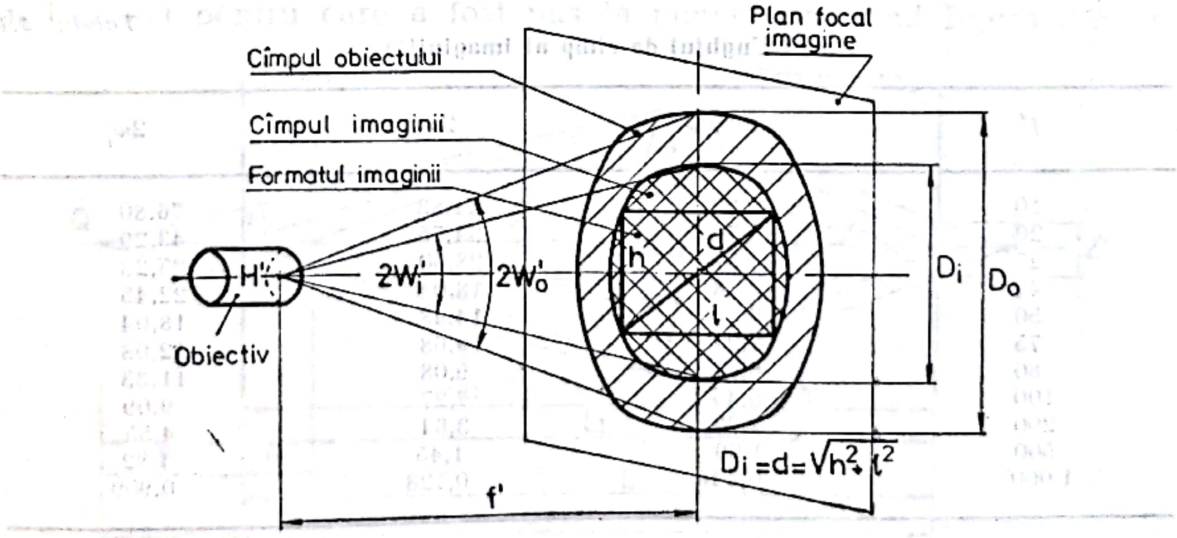


Fig. 3.19. Cîmpul obiectivului și cîmpul imaginii.

Scanned with OKEN Scanner

În această zonă trebuie să se înscrie formatul imaginii captate, de dimensiuni $l \times h$ (12,7×9,5 mm pentru vidiconul de 25,4 mm).

Diagonala d a formatului imaginii este deci egală cu diametrul cîmpului imaginii ($d = D_i$).

Unghiul $2w'_i$ sub care se vede diagonala formatului imaginii din punctul principal imagine H' se numește *unghiul de cîmp al imaginii*; această mărime se mai întîlnește și sub denumirea de cîmp unghiular imagine sau deschidere unghiulară a camerei. Acest unghi se poate calcula cu relația:

$$2w'_i = 2 \operatorname{arc\,tg} \frac{d}{2f'}, \tag{3.24}$$

Formatul imaginii fiind un dreptunghi, se mai pot defini unghiul de cîmp al imaginii pe verticala și orizontala imaginii, respectiv $2w_v$, $2w_H$, care se pot calcula cu relațiile:

$$2w'_V = 2 \operatorname{arc\,tg} \frac{h}{2f'}, \tag{3.25}$$

$$2w'_H = 2 \operatorname{arc\,tg} \frac{l}{2f'}. \tag{3.26}$$

În tabelul 3.7, sînt prezentate valorile acestor unghiuri de cîmp în funcție de distanța focală a obiectivului.

Se poate defini, similar, unghiul de cîmp al obiectivului $2w_{ob}$ (v. figura 3.19), observîndu-se că întotdeauna este îndeplinită relația $2w_{ob} \geq 2w'_i$.

În funcție de mărimea unghiului $2w'_i$ obiectivele se împart în [7]:

1. obiective superangulare — cînd $2w'_i > 55° \div 60°$;
2. obiective normale — cînd $2w'_i \cong 20° \div 55°$;
3. obiectivele superfocale (de distanță) cînd $2w'_i < 15° \div 20°$.

Strîns legate de unghiul de cîmp al imaginii și distanța focală a obiectivului se află dimensiunile $L \times H$ ale scenei ce poate fi captată, pentru diverse distanțe D între scenă și planul electrodului fotosensibil al tubului analizor de imagine (planul imaginii).

Tabelul 3.7

Unghiul de cîmp al imaginii*)

f'	$2w_V$	$2w'_H$	$2w'_i$
10	50,33	64,83	76,80
20	26,79	34,75	43,29
25	21,57	28,50	35,23
40	13,58	18,04	22,45
50	10,88	14,48	18,04
75	7,27	9,68	12,08
80	6,81	9,08	11,33
100	5,45	7,27	9,09
200	2,73	3,64	4,55
500	1,09	1,45	1,82
1 000	0,546	0,728	0,909

* Unghiurile au fost calculate cu $h \times l \times d = 9{,}525 \times 12{,}7 \times 15{,}875$ și rotunjite

Scanned with OKEN Scanner

Aceste dimensiuni pot fi calculate cu relaţiile :

$$H = \left(\frac{D}{f'} - 1\right) h, \tag{3.27}$$

$$L = \left(\frac{D}{f'} - 1\right) l, \tag{3.28}$$

unde $l \times h$ sînt dimensiunile imaginii pe electrodul fotosensibil al tubului analizor de imagine. Aceste relaţii sînt exacte în ipoteza că obiectivul a fost înlocuit cu o lentilă convergentă cu aceeaşi distanţă f', iar $D >> f'$. Erorile care rezultă în practică din nerespectarea acestor ipoteze sînt însă acceptabile.

Valorile calculate cu aceste relaţii, pentru un vidicon tipic ($l \times h = 12{,}7 \times 9{,}525$ mm), pentru diverse distanţe scenă fotocatod şi distanţe focale sînt date în tabelul 3.8.

3.3.1.5. DESCHIDEREA RELATIVĂ. PROFUNZIMEA

Deschiderea relativă $1/k$, a fost definită la § 3.2.5, cînd s-au analizat şi aspectele esenţiale privind legătura acestui parametru cu luminozitatea obiectivului.

Vom menţiona că în funcţie de valoarea deschiderii relative, obiectivele pot fi împărţite [2] în :

1. obiective cu deschidere relativă foarte mare ($1/k > 1 : 2$) ;
2. obiectivele cu deschidere relativă mare ($1/k = 1 : 2 \div 1 : 2{,}8$) ;
3. obiectivele cu deschidere relativă mică ($1/k < 1 : 2{,}8$).

După cum s-a menţionat în paragraful amintit diafragmele iris cu care sînt prevăzute obiectivele permit modificarea deschiderii relative, deci a iluminării ţintei.

În acelaşi timp cu ajutorul diafragmei se modifică şi *profunzimea cîmpului* redat clar. Necesitatea reglării profunzimii cîmpului apare datorită faptului că obiectele a căror imagine se captează nu sînt plane ci au o oarecare profunzime. Concomitent un obiectiv, chiar ideal, nu asigură o imagine punctiformă decît pentru punctele din planul obiect pentru care a fost pus la punct. Urmărind figura 3.20, se

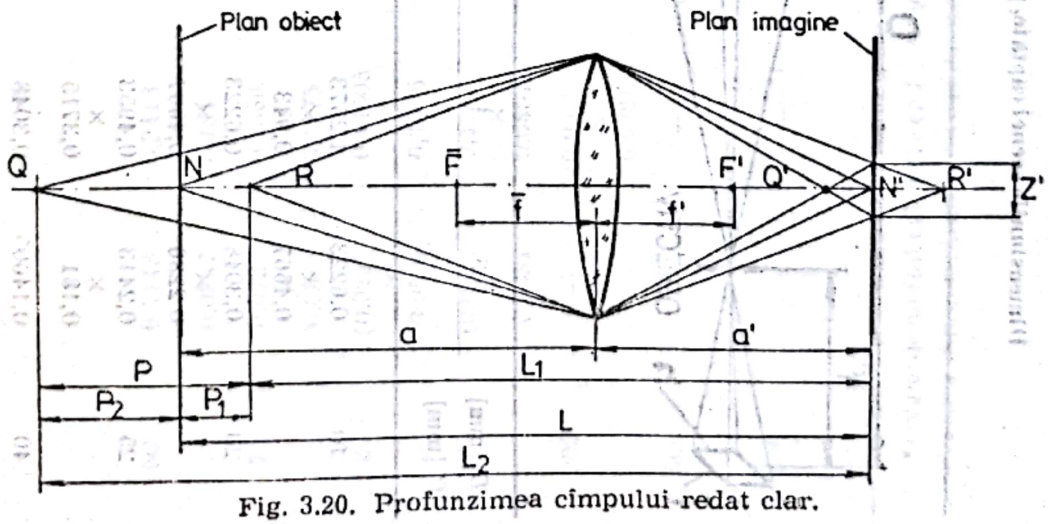
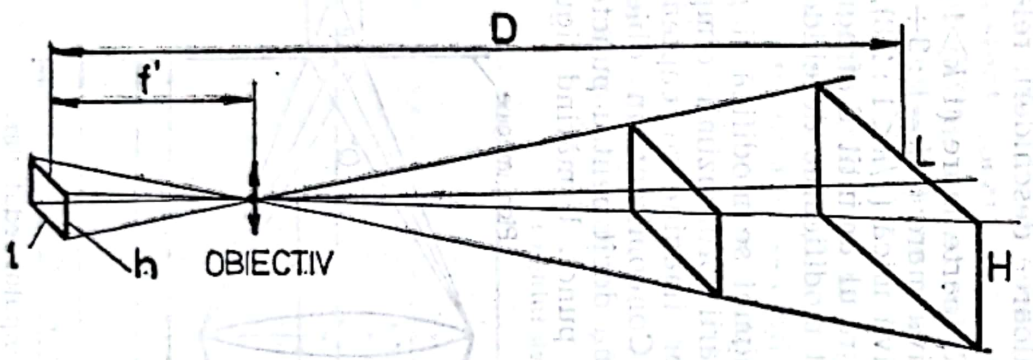


Fig. 3.20. Profunzimea cîmpului redat clar.

Tabelul 3.8

Dimensiunile scenei captate, pentru un tub vidicon uzual (25,4 mm), pentru diverse distanţe cameră — scenă, în funcţie de distanţa focală



$$H = \left(\frac{D}{f'} - 1\right) h$$

$$L = \left(\frac{D}{f'} - 1\right) l^{*})$$

D [mm] / f' [mm]	0,5	1	2	5	10	20	50	100	1 000
					$L \times H$ [$m \times m$]				
10	0,6223 × 0,4667	1,2573 × 0,943	2,5273 × 1,8955	6,3373 × 4,753	12,6873 × 9,5155	25,3873 × 19,0405	126,9873 × 47,6155	126,9873 × 95,2405	1 269,987 × 952,490
20	0,3048 × 0,2286	0,6223 × 0,4667	1,2573 × 0,943	3,1623 × 2,3717	6,3373 × 4,753	12,6873 × 9,5155	31,7373 × 23,803	63,4873 × 47,6155	634,987 × 476,240
25	0,2413 × 0,181	0,4953 × 0,3715	1,0033 × 0,7525	2,5273 × 1,8955	5,0673 × 3,8005	10,1473 × 7,6105	25,3873 × 19,0405	50,7873 × 38,0905	507,987 × 380,990
40	0,14605 × 0,1095	0,3048 × 0,2286	0,6223 × 0,4667	1,5748 × 1,1811	3,1623 × 2,3717	6,3373 × 4,753	15,8623 × 11,8967	31,7373 × 23,803	317,487 × 238,115

Scanned with OKEN Scanner

50	0,1143 × 0,0857	0,2413 × 0,181	0,4953 × 0,3715	1,2573 × 0,943	2,5273 × 1,8955	5,0673 × 3,8005	12,6873 × 9,5155	25,3873 × 19,0405	253,987 × 190,490
75	0,072 × 0,054	0,1566 × 0,1175	0,326 × 0,2445	0,834 × 0,6255	1,6806 × 1,2605	3,374 × 2,5305	8,454 × 6,3405	16,9206 × 12,6905	169,320 × 126,990
80	(0,0667 × 0,0501)	0,14605 × 0,1095	0,3048 × 0,2286	0,781 × 0,5858	1,5748 × 1,1811	3,1623 × 2,3717	7,9248 × 5,9436	15,8623 × 11,8967	158,737 × 119,053
100	(0,0508 × 0,0381)	0,1143 × 0,0857	0,2413 × 0,181	0,6223 × 0,4667	1,2573 × 0,943	2,5273 × 1,8995	6,3373 × 4,753	12,6873 × 9,5155	126 9873 × 95,2405
200	—	(0,0508 × 0,0381)	0,1143 × 0,0857	0,3048 × 0,2286	0,6223 × 0,4667	1,2573 × 0,943	3,1623 × 2,3717	7,9248 × 5,9436	63,4873 × 47,6155
500	–	—	(0,0381 × 0,0286)	0,1143 × 0,0857	0,2413 × 0,181	0,4953 × 0,3715	1,2573 × 0,943	2,5273 × 1,8955	25,3873 × 19,0405
1 000	—	—	—	0,0508 × 0,0381	0,1143 × 0,0857	0,2413 × 0,181	0,6223 × 0,4667	1,2573 × 0,943	12,6873 × 9,5155

*) Valorile au fost calculate cu $h \times l = 9{,}525 \times 12{,}7$, iar valorile rotunjite în general la 4 zecimale.
Valorile din paranteze sînt considerate orientative, avînd în vedere că relația $D \gg f$ nu e satisfăcută.

Scanned with OKEN Scanner

observă că imaginea formată în planul imagine este punctiformă numai pentru punctele situate în planul obiect pentru care este realizată punerea la punct a obiectivului. Pentru puncte ale obiectului situate în fața sau în spatele acestui plan, imaginile formate vor fi cercuri de diametru Z'.

Prin profunzimea cîmpului redat clar — sau pe scurt *profunzime* — se înțelege domeniul P din spațiul obiect, domeniu compus din zona anterioară P_1 și zona posterioară P_2, ale cărui puncte Q și R formează în planul (imagine) N' imagini cu o claritate dinainte stabilită.

Ca criteriu de definire și apreciere a neclarității se ia diametrul maxim admis Z' al cercului care se obține ca imagine a unui punct obiect. Acest diametru se stabilește astfel încît cercurile reprezentînd imaginile punctelor să fie mai mici decît limita puterii de separare a sistemului care analizează imaginea (ochi, sistem TV etc.).

În tehnica televiziunii Z' se determină cu relația :

$$Z' = \frac{h}{n_{ZA}}, \tag{3.29}$$

unde : h — este înălțimea imaginii pe ținta tubului analizor de imagine,
n_{ZA} — numărul de linii de explorare active din cadru ($n_{ZA} = n_Z(1 - T'_V)$ unde T'_V = durata cursei de întoarcere pe verticală și n_Z = numărul total de linii).

Pentru sistemele de televiziune în circuit închis normale, în care $h = 9{,}5$ mm, iar $n_{ZA} = 575$ ($n_Z = 625$) linii, rezultă $Z' = 0{,}0165$ mm.

Profunzimea se poate calcula cu relația aproximativă :

$$P = \frac{2Z'L^2k}{f^2}, \tag{3.30}$$

unde k este numărul de apertură (v. § 3.2.5).

Limitele L_1, L_2 pot fi calculate cu relațiile :

$$L_1 = \frac{L}{1 + \frac{Z' \cdot k}{f^2} L}, \tag{3.31}$$

$$L_2 = \frac{L}{1 - \frac{Z' \cdot k}{f^2} L}. \tag{3.32}$$

Se poate observa din aceste relații că cu cît deschiderea relativă este mai mică (deci k mai mare) crește profunzimea ; de asemenea, obiectivele cu distanță focală mai mică au profunzimea mai mare.

Dacă $L = \infty$, distanța $L_1 = L_H$ pînă la limita anterioară a profunzimii se numește *distanță hiperfocală* și este dată de relația :

$$L_H = \frac{f^2}{Z'k}. \tag{3.33}$$

Cînd obiectivul se pune la punct chiar pe distanța hiperfocală ($L = L_H$) se obține profunzimea maximă posibilă cu limitele : $L_1 = L_H/2$, $L_2 = \infty$.

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 3.9

Distanțe hiperfocale

f [mm] \ k	2,8	4	5,6	8	16
	L_H [m]				
20	8,008	6,06	4,329	3,03	1,515
25	12,528	9,47	6,764	4,735	2,367
50	54,112	37,879	27,056	18,939	9,470
75	121,753	85,227	60,877	42,614	21,307
80	138,528	96,97	69,264	48,485	24,242
100	216,45	151,515	108,225	75,757	37,879

Ținînd cont de relația (3.33), relațiile (3.31), (3.32) devin :

$$L_1 = \frac{L}{1+L/L_H}; \tag{3.34}$$

$$L_2 = \frac{L}{1-L/L_H}. \tag{3.35}$$

În tabelul 3.9 sînt date cîteva distanțe hiperfocale pentru unele obiective, pentru vidiconul de 25,4 mm, în condițiile menționate anterior.

Limitele pentru profunzime, calculate cu relațiile (3.31), (3.32), (3.34), (3.35), pentru obiectivele tipice ale camerelor cu vidicon de 25,4 mm sînt date în tabelul 3.10.

În practică pentru determinarea profunzimii se utilizează scalele marcate în profunzime ale monturii obiectivelor (la obiectivele fotografice), tabelele de profunzime date de fabricanții obiectivelor sau calculatoare speciale.

Tabelul 3.10

Limitele profunzimii pentru obiective tipice ale camerelor cu vidicon

L [m]	f [mm]	Deschiderea relativă 1 : 2,8	1 : 5,6	1 : 8	1 : 16
0,5	20	0,473— 0,53	0,448—0,565	0,429—0,559	0,376—0,746
1		0,896—1,13	0,813—1,3	0,752—1,49	0,6—2,94
2		1,625—2,6	1,368—3,72	1,205—5,88	0,862— ∞
5		3,17—11,834	2,32 — ∞	2,31 — ∞	1,165— ∞
0,5	25	0,482—0,52	0,466—0,540	0,452—0,559	0,413—0,634
1		0 93—1,08	0,871—1,173	0,826—1,268	0,703—1,7315
2		1,74 —2,347	1,544—2,839	1,406—3,4625	1,084—12,899
5		3,65 —7,93	2,875—19,157	2,432— ∞	1,606— ∞
1	50	0,982—1,019	0,964—1,038	0,95 —1,056	0,904—1,118
2		1,929—2,077	1,862—2,16	1,809—2,236	1,651—2,535
5		4,577—5,509	4,22—6,133	3,956—6,7935	3,272—10,593
10		8,44—12,267	7,301—15,863	6,544—21,187	4,864— ∞
2	80	1,96 —2,042	1,944—2,059	1,921—2,086	1,848—2,18
5		4,755—5,272	4,663—5,389	4,533—5,575	4,145—6,3
10		9,065—11,15	8,738—11,687	8,29 —12,598	7,079—17,021
20		16,58—25,197	15,519—28,12	14,159—34,042	10,959—114,295
2	100	1,974—2,027	1,964—2,038	1.948—2,054	1,9 —2.111
5		4,84 —5,17	4,779—5,242	4.69 —5,353	4,417—5,76
10		9,381—10,707	9,154—11,081	8,834—11,52	7,911—13,587
20		17,668—23,041	16,88 —24,534	15,823—27,174	13,089— 42,373
50		37,594—74,627	34,2 —92,937	30,12 —147,06	21,552—

Scanned with OKEN Scanner

3.3.2. CARACTERISTICI FOTOMETRICE ALE OBIECTIVELOR

Din categoria acestui tip de caracteristici fac parte : coeficientul de transmisie sau transparența, deschiderea relativă efectivă (sau fotometrică), coeficientul de difuzie al luminii, distribuția iluminării în cîmpul imaginii.

3.3.2.1. COEFICIENTUL DE TRANSMISIE

Coeficientul de transmisie al obiectivului τ, caracterizează pierderile de lumină în obiectiv și se definește ca :

$$\tau = \Phi_\tau / \Phi_i \,, \tag{3.36}$$

unde :

Φ_τ este fluxul transmis de obiectiv ; Φ_i — fluxul luminos incident.

Pierderile de lumină se produc prin reflexie, la nivelul suprafețelor aer-sticlă și prin absorbție în masa sticlei. La obiectivele din 6÷8 lentile $\tau = 0{,}5 \div 0{,}7$.

Pentru diminuarea pierderilor prin reflexie se utilizează procedeul de acoperire a suprafețelor reflectante cu *straturi antireflex*. Indicele de refracție n_s al substanței care realizează stratul antireflex trebuie să satisfacă relația $n_s = \sqrt{n_1 \cdot n_2}$, unde n_1, n_2 sînt indici de refracție ai sticlei și aerului. Adaptarea perfectă se realizează numai pentru o lungime de undă λ din domeniul galbenului, iar grosimea stratului se ia $\lambda/4$. În acest fel τ crește de la 0,6 la 0,8 deci cu circa 30%. Cînd este privit, un obiectiv cu straturi antireflex are o cuploare albastru-violet.

Se pot depune și două sau chiar trei asemenea pelicule, vaolarea coeficientului de reflexie fiind redusă pînă la 0,5÷1%.

3.3.2.2. DESCHIDEREA RELATIVA EFECTIVA

Deschiderea relativă efectivă $1/k_e$ ține seama de faptul că luminozitatea efectivă a unui obiectiv real e caracterizată de expresia $\tau \cdot (D/f)^2 = \tau \cdot (1/k)^2$ numită și *viteza totală* a obiectivului.

Notînd $(1/k_e)^2 = \tau\,(1/k)^2$ rezultă

$$k_e = k/\sqrt{\tau}. \tag{3.37}$$

Pentru ca scalele de diafragme ale obiectivelor moderne să fie echivalente din punct de vedere al expunerii, acestea sînt etalonate fotometric, în valori ale deschiderilor relative efective (fotometrice).

3.3.2.3. DISTRIBUȚIA ILUMINĂRII ÎN CÎMPUL IMAGINII

Distribuția iluminării în cîmpul imaginii este neuniformă după cum s-a arătat în § 3.2.6, datorită fenomenelor de vignetare naturală și artificială. În [7], p. 63 fig. 4.16 sînt date graficele de distribuție a iluminării în cîmpul imaginii pentru un obiectiv cu $f = 28$ mm. Se observă

Scanned with OKEN Scanner

din aceste grafice că la distanța de 12,5 mm de centrul cîmpului imaginii iluminarea scade cu cca. 25% pentru $1/k=1:4$ și cu cca. 60% pentru $1/k=1:2{,}8$. Se vede că micșorarea deschiderii diafragmei duce la îmbunătățirea (uniformizarea) distribuției iluminării, efect datorat scăderii vignetării artificiale.

3.3.3. CARACTERISTICI CALITATIVE ALE OBIECTIVELOR *

3.3.3.1. PUTEREA DE REZOLUȚIE

Puterea de rezoluție a obiectivului caracterizează capacitatea acestuia de a forma imagini distincte pentru (două) detalii foarte mici și alăturate ale unui obiect.

Puterea de rezoluție este condiționată de trei factori: *a*) precizia de execuție și a asamblării obiectivului; *b*) mărimea aberațiilor reziduale; c) fenomenul de difracție a luminii.

Puterea de rezoluție se determină prin aprecierea calității unor imagini formate din linii albe și negre, paralele și de lățime egală. Puterea de rezoluție se exprimă în linii albe sau negre pe mm (linii/mm).

Puterea de rezoluție a obiectivelor moderne ajunge la 200÷300 linii pe mm. Prezintă interes practic puterea de rezoluție fotografică R, corespunzătoare sistemului obiectiv — emulsie fotografică. În general $R=30\div70$ linii/mm.

Datorită aberațiilor mai accentuate către marginile cîmpului imaginii, puterea de rezoluție descrește de la centru spre margine.

Avînd în vedere că în televiziune rezoluția se exprimă prin numărul de linii albe *și* negre ce încap în înălțimea imaginii, rezultă că puterea de rezoluție, potențială, a sistemului de televiziune exprimată în linii/mm se poate determina cu relația:

$$N_T=\frac{n_{ZA}}{2h}, \tag{3.38}$$

unde:

n_{ZA} — este numărul de linii de explorare active dintr-un cadru;

h — înălțimea imaginii pe ținta tubului analizor de imagine.

Pentru standardul nostru, în care $n_{ZA}=575$ linii, în cazul unui tub vidicon de 25,4 mm, cu $h=9{,}5$ mm rezultă:

$$N_T=\frac{575}{2\cdot9{,}5}\cong 30 \text{ linii/mm}.$$

Pentru ca puterea de rezoluție a obiectivului să nu afecteze puterea de rezoluție a sistemului „obiectiv-canal de televiziune" este necesar ca puterea de rezoluție fotografică a obiectivului să satisfacă relația:

$$R>(1{,}5\div2)N_T. \tag{3.39}$$

* pentru detalii vezi [7], § 4.1.3 sau [31], cap. X.

Scanned with OKEN Scanner

Obiectivele utilizate curent în televiziune au o putere de rezoluție cuprinsă între 30÷50 linii/mm în centrul imaginii și 15÷30 linii/mm la periferia ei.

Puterea de rezoluție nu poate caracteriza complet calitatea imaginii, deoarece nu evidențează suficient contrastul acesteia. Puterea de rezoluție constituie de aceea un criteriu necesar, dar nu și suficient pentru aprecierea calității unui obiectiv.

3.3.3.2. CLARITATEA DE CONTUR

Claritatea de contur sau conturanța reprezintă caracteristica care evidențiază fidelitatea cu care un obiectiv este capabil să reproducă în imagine conturul obiectelor.

Detalii suplimentare se pot găsi în [7], § 4.1.3, pp. 65—67 și [31], vol. II, pp. 110—112.

Pentru obiectivele moderne cu deschidere relativă maximă 1/2, o calitate optimă a imaginii se găsește între limitele de diafragmare 1/4÷1/8 pînă la 1/2,8÷1/11.

3.4. EXTINDEREA POSIBILITĂȚILOR DE UTILIZARE A OBIECTIVELOR PRIN FOLOSIREA INELELOR DISTANȚOARE

În unele aplicații (*a*) este de dorit a se vizualiza detalii la dimensiuni apreciabile pe monitor, sau în altele (*b*) se dorește vizualizarea detaliilor mici ale unor obiecte foarte aproape de obiectiv.

Aceste două lucruri pot fi imposibil de realizat cu obiectivul avut la dispoziție, fie pentru că distanța sa focală este mai mică decît cea necesară, în cazul (*a*), fie pentru că obiectul se află la o distanță de obiectiv mai mică decît distanța minimă pentru care se pot obține imagini clare pe ținta tubului analizor de imagine, în cazul (*b*).

După cum s-a arătat la paragraful 3.2.1 în cazul obiectelor foarte apropiate de o lentilă convergentă, sau în cazul nostru de un obiectiv, imaginea obiectului se formează în spatele țintei tubului analizor de imagine. În figura 3.21, a, este arătat un astfel de caz : imaginea punctului O_1 situat la distanța a de obiectiv, se formează în O'_1 punct situat la distanța d, în spatele țintei vidiconului. Soluția utilizată pentru obținerea unei imagini clare o constituie deplasarea în față (înainte) a obiectivului, cu distanța d, deplasare realizată cu ajutorul unui inel distanțor (prelungitor) de lungime d, după cum se vede în figura 3.21, b. Pornind de la relația (3.18) putem deduce :

$$d = \frac{(f')^2}{a - f'}, \tag{3.40}$$

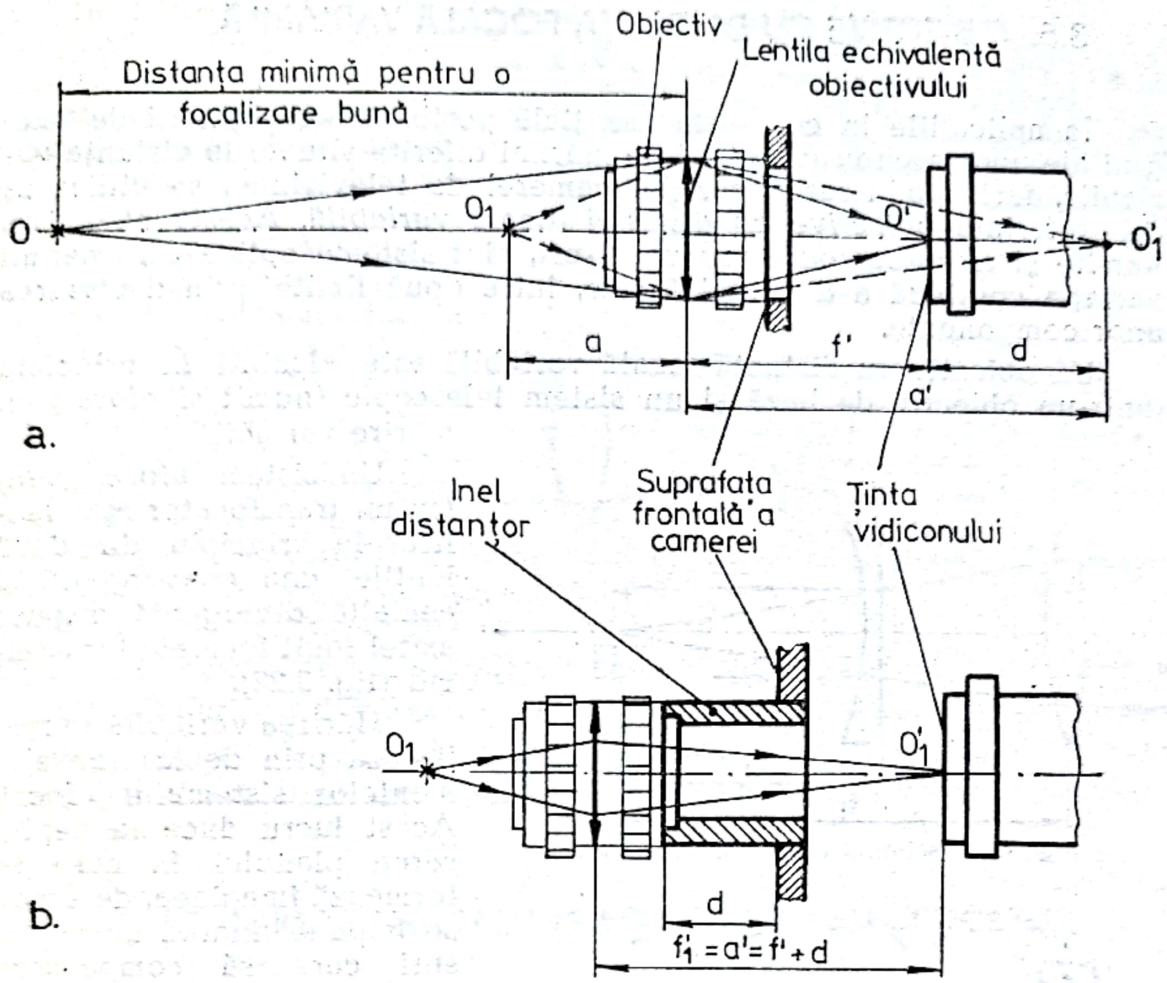


Fig. 3.21. Utilizarea unui inel distanțor pentru obținerea imaginii unui obiect apropiat : *a* — formarea imaginii în lipsa inelului ; *b* — formarea imaginii utilizînd inelul distanțor.

unde :

d este lungimea inelului distanțor ;

f — distanța focală a obiectivului utilizat ;

a — distanța obiect-obiectiv.

De exemplu, pentru $a = 100$ mm, $f' = 50$ mm rezultă :

$$d = \frac{50^2}{100-50} = 50 \text{ mm}.$$

Ansamblul obiectiv-inel distanțor după cum se vede și din figura 3.21, b, se comportă ca un obiectiv cu distanța focală $f'_1 = a' = f' + d$, distanță mai mare decît a obiectivului inițial și care poate fi adaptată la necesități prin modificarea lungimii *d* a inelului.

De reținut că prin introducerea inelului distanțor, odată cu mărirea distanței focale a obiectivului are loc și reducerea deschiderii relative (micșorarea „luminozității" obiectivului), precum și o reducere importantă a profunzimii.

Scanned with OKEN Scanner

3.5. OBIECTIVE CU DISTANȚA FOCALĂ VARIABILĂ

În aplicațiile în care este esențială posibilitatea obținerii de imagini ale unor scene sau detalii de mărimi diferite situate la distanțe variabile, fără modificarea poziției camerei de televiziune, se utilizează de preferință *obiective cu distanță focală variabilă*. Aceste obiective, numite și *transfocatoare* sau *zoom*-uri, sînt sisteme optice care permit variația continuă a distanței focale, între două limite, prin deplasarea unor componente.

Un obiectiv cu distanță focală variabilă este alcătuit în principiu dintr-un obiectiv de bază și un sistem telescopic (numit și *afocal*) cu mărire variabilă.

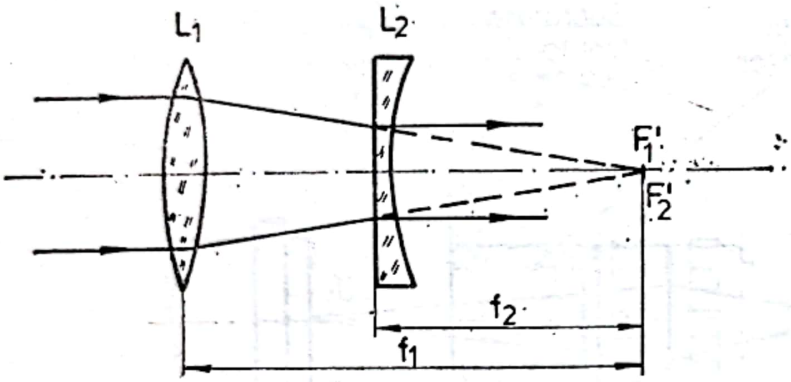


Fig 3.22. Schema unui sistem afocal.

Un sistem afocal pentru un transfocator este realizat în principiu din două lentile, una convergentă și cealaltă divergentă dispuse astfel încît focarele lor coincid (fig. 3.22).

Mărirea variabilă se realizează prin deplasarea elementelor sistemului afocal. Acest lucru duce la deplasarea planului în care se formează imaginea, de aceea se impune luarea unor măsuri care să compenseze această deplasare. Se folosesc două procedee de compensare a deplasării poziției planului-imagine ; un procedeu mecanic și unul optic.

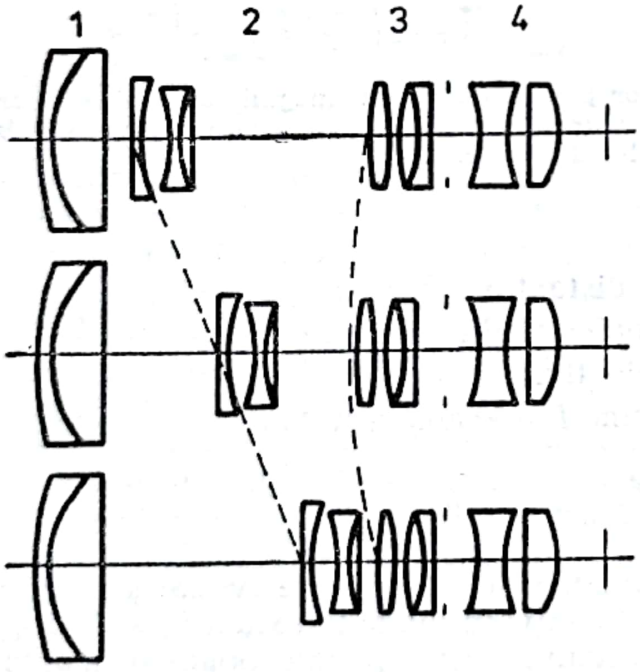


Fig. 3.23. Schema unui transfocator cu compensare mecanică : 1 — este mobil în limite restrînse, realizează focalizarea ; 2 — realizează modificarea distanței focale ; 3 — compensează deplasarea planului imagine ; 4 — este fix.

Schema simplificată a unui transfocator cu *compensare mecanică* este arătată în figura 3.23. Deplasarea componentelor 2, 3 se face independent și după legi diferite.

Schema unui transfocator cu *compensare optică* este redată în figura 3.24. Acest tip de transfocator dă rezultate mai bune, deși compensarea riguros exactă se realizează numai pentru anumite valori ale distanței focale.

Scanned with OKEN Scanner

În figura 3.25, se dau schițele a două transfocatoare. Cifrele indicate sub fiecare dintre ele semnifică deschiderea relativă, respectiv limitele distanțelor focale realizate.

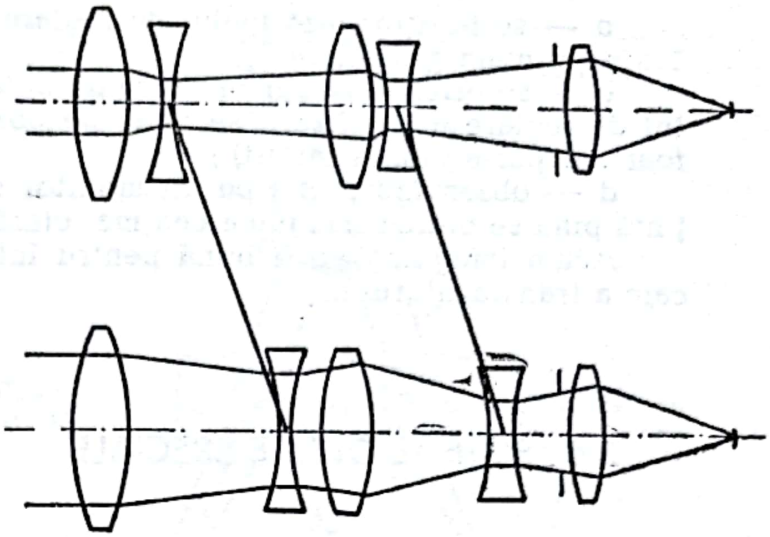


Fig. 3.24. Schema unui transfocator cu compensare optică.

Deși un transfocator poate simula orice obiectiv fix avînd o distanță focală aflată între limitele sale de lucru, trebuie avut în vedere că transforcatoarele au construcții complicate, cu multe lentile și de aceea iluminarea țintei este mai slabă. De asemenea aberațiile remanente sînt mai mari, avînd în vedere greutatea compensării perfecte a aberațiilor în condițiile în care există elemente mobile. O dată cu distanța focală se mai modifică și rezoluția și distribuția iluminării în cîmpul imaginii. De aceea pentru unele aplicații poate fi preferată utilizarea unui set de obiective fixe montate pe o turelă.

3.5.1. REGLAREA UNEI CAMERE DOTATE CU TRANSFOCATOR

Reglarea unei camere cu transfocator, astfel ca să se obțină o imagine bine focalizată pentru întreaga gamă de distanțe focale, se realizează după următoarea procedură [5] :

a — se deschide diafragma la maximum, în scopul reducerii profunzimii, pentru a avea un reglaj mai critic ;

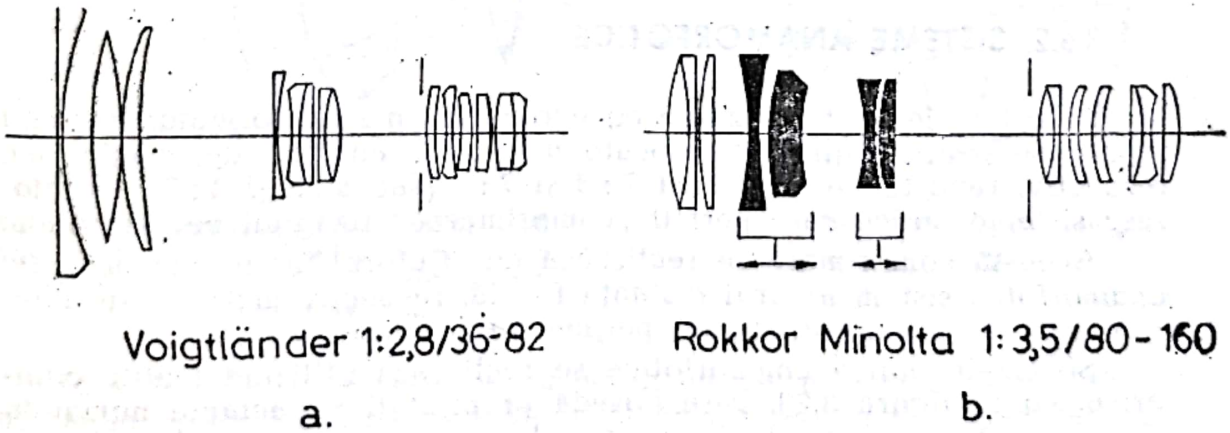


Fig. 3.25. Schițe de transfocatoare : *a* — transfocatorul Voigtländer 1 : 2,8/36-82 ; *b* — transformatorul Rokkor Minolta 1 : 3,5/80-160.

Scanned with OKEN Scanner

b — se poziționează inelul de reglare a distanței focale pentru valoarea minimă a acesteia ;

c — se orientează camera spre un obiect situat cît mai departe, inelul de reglare a focalizării se pune pe poziția infinit (practic un obiect foarte departe este la infinit) ;

d — observînd scena pe un monitor se reglează distanța obiectiv-țintă pînă se obține imaginea cea mai clară.

Acum imaginea va fi bună pentru întreg domeniul de distanțe focale a transfocatorului.

3.6. SISTEME OPTICE SPECIALE

Există multe aplicații care solicită sisteme optice mai puțin uzuale, care uneori nici nu se fabrică chiar de firme specializate, soluția care rămîne fiind deci construirea acestei optici. Pentru edificare vom da cîteva exemple de sisteme optice speciale.

3.6.1. SISTEMUL OPTIC AL CAMERELOR SUBACVATICE

Utilizarea unei camere de televiziune pentru captarea de imagini subacvatice va duce la distorsionarea imaginilor prin mărirea aparentă a obiectelor. Acest lucru se datorește faptului că razele de lumină parcurg medii (aer, sticlă, apă) cu indici de refracție diferiți. Fenomenul este ilustrat în figura 3.26, a. Un mijloc de corecție optică a acestei distorsiuni este indicat în figura 3.26, b. Evident că lentila de corecție, care formează și fereastra de vizare a camerei va trebui să reziste la presiunea apei la adîncimea de lucru.

O altă metodă a eliminării a acestor distorsiuni este ilusrtată în figura 3.27.

3.6.2. SISTEME ANAMORFOTICE

În sistemele de televiziune cu ecran lat, în care formatul imaginii reproduse și al imaginii pe fotocatodul tubului analizor de imagine au, respectiv, raporturile de aspect 7 : 3 și 7 : 6 (sau 8 : 3 și 4 : 3), se folosesc sisteme optice care permit „comprimarea" imaginii pe orizontală.

Această comprimare se realizează cu ajutorul unui sistem optic *anamorfotic*, sistem a cărui distanță focală, respectiv mărire, este diferită în două secțiuni principale, perpendiculare între ele.

Sistemele optice anamorfotice se realizează utilizînd lentile cilindrice, ca în figura 3.28, care posedă proprietăți refractante numai în secțiunea *P*, perpendiculară pe axa cilindrului ; în secțiunea *Q* lentila cilindrică se comportă ca o lamă cu fețe paralele.

Scanned with OKEN Scanner

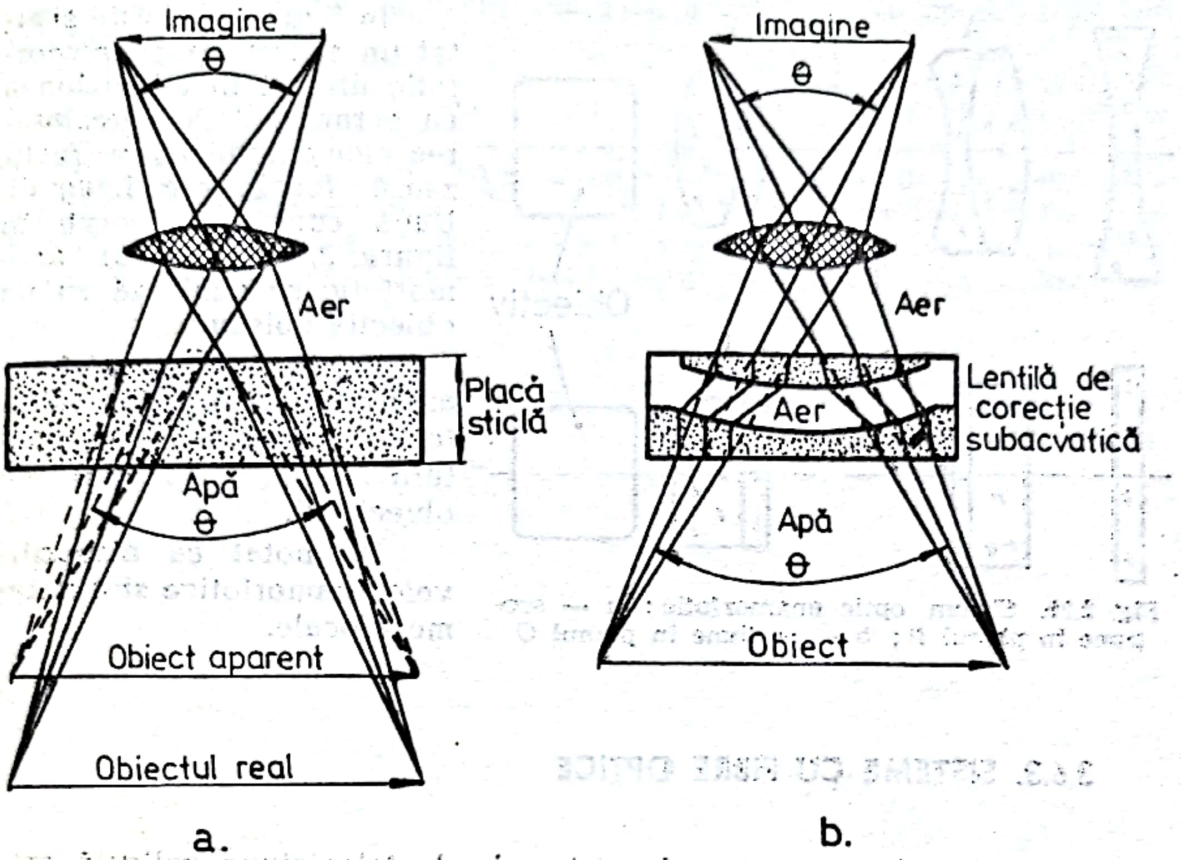


Fig. 3.26. Eliminarea distorsiunilor la camerele subacvatice.: *a* — fără corecție; *b* — cu lentilă de corecție.

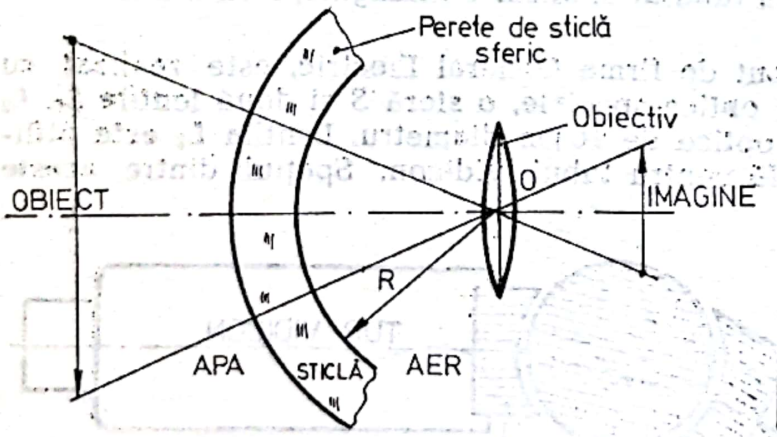


Fig. 3.27. Eliminarea distorsiunilor datorită refracției, la camerele subacvatice, prin utilizarea unui perete de sticlă sferic, avînd obiectivul în centru.

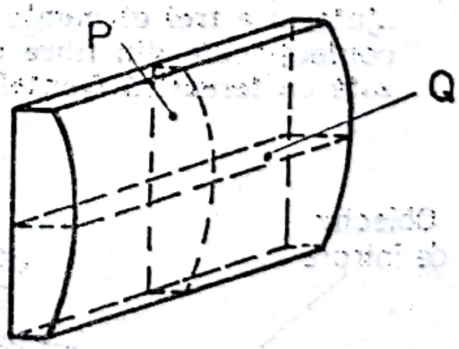


Fig. 3.28. Lentilă cilindrică.

În sistemele de televiziune cu ecran lat se utilizează, de regulă, sistemele optice utilizate în tehnica cinematografului cu ecran lat, în care *factorul de anamorfoză* (raportul mărire pe verticală/mărire pe orizontală) este egal cu 2.

Scanned with OKEN Scanner

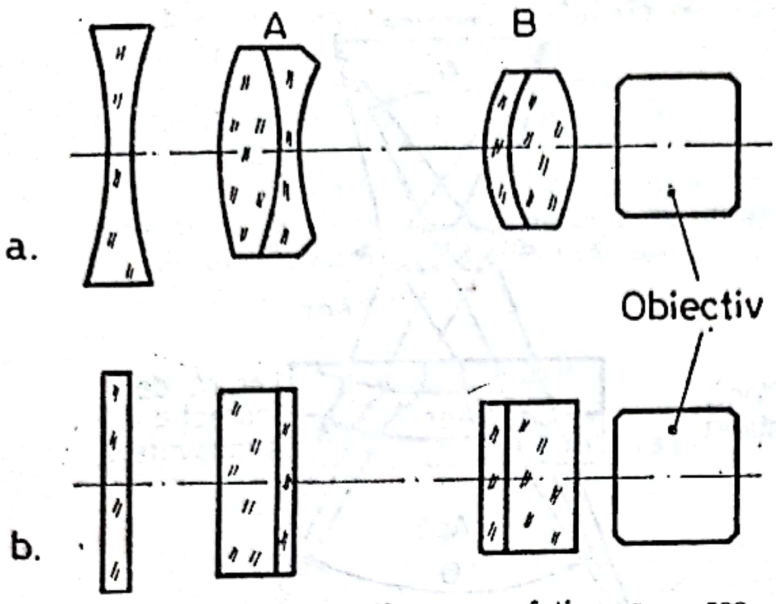


Fig. 3.29. Sistem optic anamorfotic: *a* — secțiune în planul *P*; *b* — secțiune în planul *Q*.

În figura 3.29 este schițat un sistem optic anamorfotic utilizat în televiziunea cu ecran lat. Prin deplasarea elementului *A*, se realizează focalizarea imaginii. După cum se observă în figura 3.29, sistemul anamorfotic se cuplează cu un obiectiv obișnuit.

Există însă și sisteme anamorfotice de sine stătătoare, realizate într-o montură unică împreună cu obiectivul.

De notat că dispozitivele anamorfotice sînt sisteme afocale.

3.6.3. SISTEME CU FIBRE OPTICE

Folosirea fibrelor optice în sistemele de televiziune aplicată creează acestora o serie de noi posibilități de utilizare [3, 33]. Un exemplu îl constituie dispozitivul optic din figura 3.30, realizat pe bază de fibre optice, dispozitiv care permite captarea imaginilor din direcții ce fac un unghi de $\pm 45°$ cu axa tubului analizor de imagine, fără a fi necesară deplasarea camerei.

Dispozitivul, conceput de firma General Electric, este realizat cu ajutorul a trei elemente optice speciale, o sferă *S* și două lentile L_1, L_2 confecționate din fibre optice de 10 μm diametru. Lentila L_2 este utilizată ca fereastră frontală pentru tubul vidicon. Spațiul dintre aceste

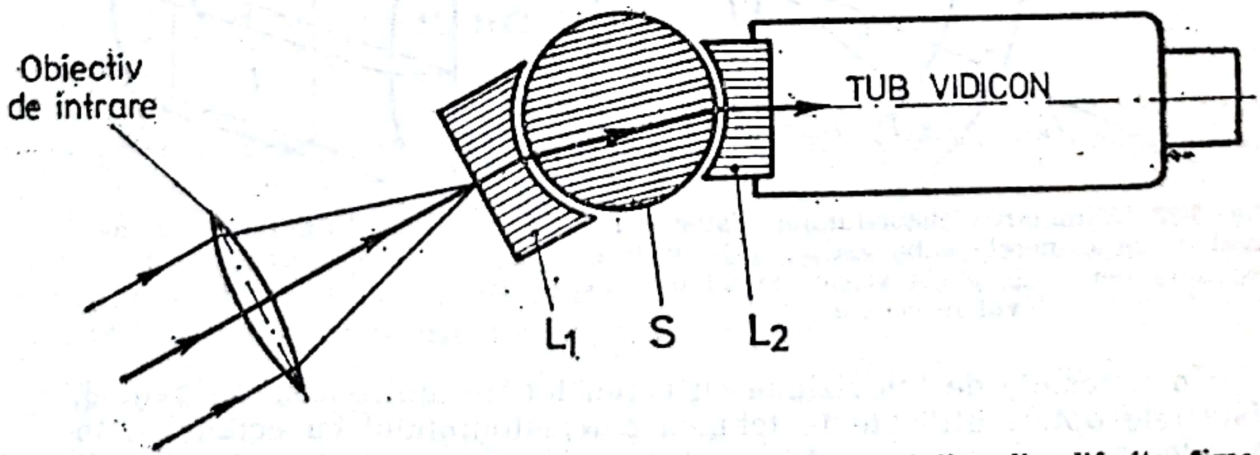


Fig. 3.30. Dispozitiv cu fibre optice pentru captarea imaginilor din diferite direcții: L_1, L_2 — lentile din fibre optice; *S* — sferă din fibre optice.

Scanned with OKEN Scanner

elemente este umplut cu o substanță cu același indice de refracție cu al fibrelor de sticlă.

Fibrele optice sînt utilizate cu succes la realizarea de endoscoape pentru inspectarea unor locuri, altfel inaccesibile, utilizabile de exemplu în medicina umană.

S-au realizat de asemenea sisteme optice cu fibre care permit transformări topologice ale imaginilor. Se poate transforma astfel o imagine liniară într-o imagine bidimensională, reproductibilă pe un monitor obișnuit [3], sau transformarea unei imagini circulare în una liniară [33].

Scanned with OKEN Scanner

Capitolul 4

DISPOZITIVE ELECTRONICE VIDEOCAPTOARE ŞI VIDEOREPRODUCĂTOARE. ELEMENTE ŞI CIRCUITE AUXILIARE

Tuburile videocaptoare (analizatoare de imagine) şi videoreproducătoare constituie elementele de bază ale oricărui sistem de televiziune. În cele ce urmează sînt expuse pe scurt principiile de funcţionare a celor mai utilizate tipuri de tuburi videocaptoare, precum şi a tuburilor cinescop moderne. Se acordă un spaţiu mai mare descrierii caracteristicilor electro-optice ale acestor dispozitive, precum şi circuitelor lor anexe. Sînt trecute în revistă de asemenea problemele puse de elementele anexe ale acestor tuburi : bobine de deflexie, bobine de focalizare etc.

4.1. TUBURI VIDEOCAPTOARE

Cele mai utilizate tuburi videocaptoare în sistemele de televiziune aplicată, existente în prezent, sînt tuburile vidicon şi plumbicon, deşi în literatură se semnalează şi utilizarea altor tipuri. De exemplu, se mai utilizează în televiziunea aplicată superorticonul şi disectorul cu multiplicator electronic, acesta din urmă avînd caracteristica de transfer liniară, semnal independent de viteza de baleiaj, precum şi rezistenţă ridicată la temperaturi mari. Dealtfel, pătrunderea televiziunii aplicate în cele mai diferite domenii, în ultimii 20÷25 de ani, se datorează în foarte mare măsură realizării tubului vidicon şi, ulterior, a plumbiconului. Marea lor răspîndire este consecinţa evidentelor lor calităţi : dimensiuni mici, sensibilitate ridicată, raport semnal/zgomot bun, nivelul de negru de bună calitate în semnalul video, fiabilitate ridicată, circuite

Scanned with OKEN Scanner

anexe simple, preț mai mic, durată de viață mare. La aceste calități plumbiconul mai adaugă inerție neglijabilă și curent de întuneric foarte mic.

Dezvoltarea dispozitivelor videocaptoare integrate, realizate sub forma unor matrici bidimensionale de elemente fotosensibile, avînd încorporate și circuitele de baleiaj necesare, a deschis noi posibliități în acest domeniu ; aceasta se va reflecta esențial în construcția cemerelor videocaptoare precum și în lărgirea domeniului de aplicație al televiziunii.

Matricile videocaptoare nefiind încă răspîndite în echipamentele din țară, s-a omis prezentarea lor, cititorul interesat putînd găsi informațiile necesare în bibliografie [8, 40÷48].

4.1.1. VIDICONUL

Vidiconul este un tub analizor de imagine cu acumulare de sarcină, care utilizează efectul fotoelectric intern. Deși în literatură se indică și posibilitatea de realizare a tubului vidicon cu explorare cu electroni rapizi, el este cunoscut în special ca un tub videocaptor cu explorare cu electroni lenți. *

4.1.1.1. DESCRIERE CONSTRUCTIVA

În figura 4.1 este prezentată o secțiune prin ansamblul unui tub vidicon. Ținta fotoconductoare este depusă pe fața interioară a ferestrei frontale, *1*, a corpului cilindric al tubului. Fasciculul electronic este produs de un tun electronic compus dintr-un catod, încălzit la temperatura de emisie cu ajutorul unui filament, o grilă de comandă G1 și un anod G2. Acesta este urmat de un al doilea anod G3, la extremitatea căruia se află un electrod de asemenea cilindric G4, închis la capătul dinspre țintă cu o grilă metalică extrem de fină (circa 40 linii/mm), prevăzută pentru a realiza un cîmp electric uniform în vecinătatea țintei. În multe tipuri de tuburi G3 și G4 formează un singur electrod.

Cîteva detalii constructive suplimentare vor crea o imagine mai completă asupra construcției acestui tub : filamentul de wolfram încălzește, indirect, un cilindru de nichel, al cărui capăt închis, acoperit cu oxid de bariu, formează catodul. Suprafața de emisie a catodului este de circa 0,25 mm în diametru. Grila G1, realizată sub forma unui cilindru prevăzut cu o mică deschidere circulară, este menținută la un po-

* Vidiconul cu explorare cu electroni rapizi, pe lîngă avantaje ca : putere de rezoluție mai mare, suprafață activă mai mare a țintei (pentru aceleași dimensiuni ale tubului), remanență mai mică, prezintă și unele dezavantaje dintre care cele mai importante sînt : existența semnalului de „pată neagră" (care trebuie compensat), nivel de referință pentru negru mai puțin stabil, posibilități reduse de reglare a sensibilității. Aceste dezavantaje au făcut ca acest tub să nu fie răspîndit. Semnalul video general este de polaritate pozitivă.

Scanned with OKEN Scanner

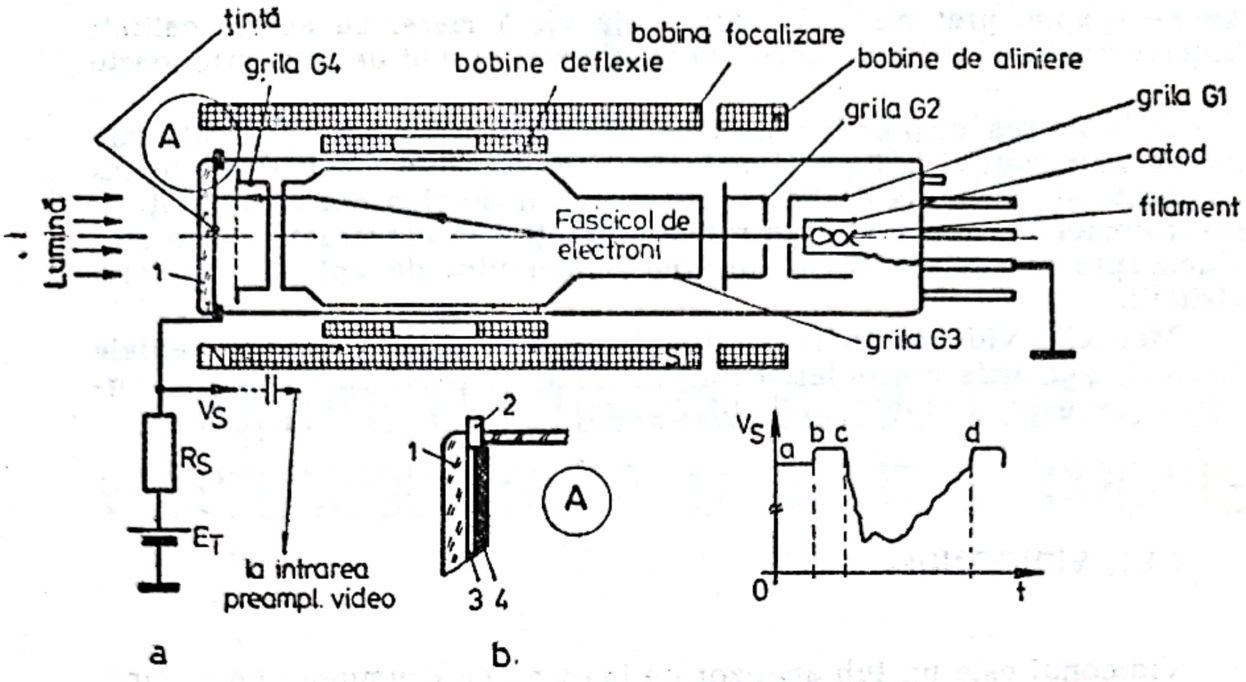


Fig. 4.1. Ansamblul unui tub vidicon : *a* — dispunerea elementelor componente ; *b* — detaliu de țintă : 1 — fereastră frontală ; 2 — inelul electrodului de semnal ; 3 — electrod de semnal ; 4 — peliculă fotoconductoare ; *c* — semnalul video.

tențial de regulă negativ (—25 V÷ —75 V) față de catod și este folosită pentru reglarea intensității curentului de fascicul.

Curentul de fascicul are uzual intensități de ordinul microamperilor. Blocarea tubului (stingerea fasciculului analizator) se realizează cu tensiuni negative între G1 și catod de circa —70 V÷ —170 V.

Primul anod G2 este prevăzut cu o deschidere de limitare a diametrului fasciculului de electroni ; această deschidere are circa 40 μm diametru (nu mai mult de 60 μm [6]). Uzual primul anod este menținut la o tensiune de 250÷350 V, dar poate atinge și 500 V.

Tensiunea de polarizare a anozilor G3, G4, are de obicei același domeniu de valori ca și grila G2, dar în unele cazuri poate ajunge și la 750÷1 000 V.

O vedere în detaliu a țintei este dată în figura 4.1, b. Placa de semnal 3 este realizată prin depunerea pe fereastra frontală *1* a unei pelicule (de exemplu de SnO_2) subțiri, transparente și bune conductoare de electricitate ; aceasta este legată de inelul metalic 2, care servește ca terminal pentru extragerea semnalului. Pelicula fotoconductoare *4*, cu o grosime de circa 2÷5 μm (maximum 10 μm grosime), este depusă pe placa de semnal ; în funcție de caracteristica spectrală dorită ținta se realizează din diverse materiale ca : Sb_2S_3, PbO, Sb_2S_3+Sb_2Se_3, CdS, Se (pentru spectrul vizibil), Se (pentru ultraviolet, raze X), PbS (pentru infraroșu) etc.

Placa de semnal este polarizată cu o tensiune pozitivă față de catod în domeniul +10÷+100 V, dar situată cel mai ades în limitele +10÷+35 V.

4.1.1.2. FUNCȚIONAREA VIDICONULUI

După cum s-a menționat, vidiconul utilizează efectul fotoelectric intern. Datorită acestui efect conductivitatea materialelor fotoconductoare se modifică ca urmare a absorbției radiației electromagnetice (vizibile sau nu) incidente.

Totuși procesele fizice care au loc în peliculele fotoconductoare sînt extrem de complexe și nu sînt încă complet explicate. În întuneric pelicula fotoconductoare se comportă practic ca un material izolator. Cînd ținta este iluminată, pelicula fotoconductoare absoarbe fotoni, ceea ce duce la micșorarea rezistenței peliculei. Cînd o imagine este proiectată pe țintă, elementele suprafeței țintei, corespunzătoare elementelor de imagine, vor avea diverse rezistențe, producîndu-se astfel o „imagine de rezistențe" (corespunzătoare distribuției iluminării elementelor de imagine).

Generarea semnalului de imagine în vidicon poate fi urmărită studiind circuitul echivalent din figura 4.2, a, care modelează funcționarea sa. S-au notat cu R_{et} și C_{et}, rezistența echivalentă respectiv capacitatea echivalentă a elementului de țintă. În condițiile unei imagini proiectate pe țintă, diversele rezistențe elementare R_e vor avea diverse valori, elementele neiluminate prezentînd rezistența cea mai mare. Cînd un fascicul de electroni lenți explorează ținta, potențialul suprafeței interioare este adus, în primă aproximație, la potențialul catodului, zero în cazul din figura 4.2, a. În realitate potențialul suprafeței interioare a țintei se stabilizează la o valoare negativă de circa —1 V. Potențialul plăcii de semnal avînd valoarea dată de sursa E_T, capacitățile elementare se vor încărca cu polaritatea din figură, la tensiunea E_T.

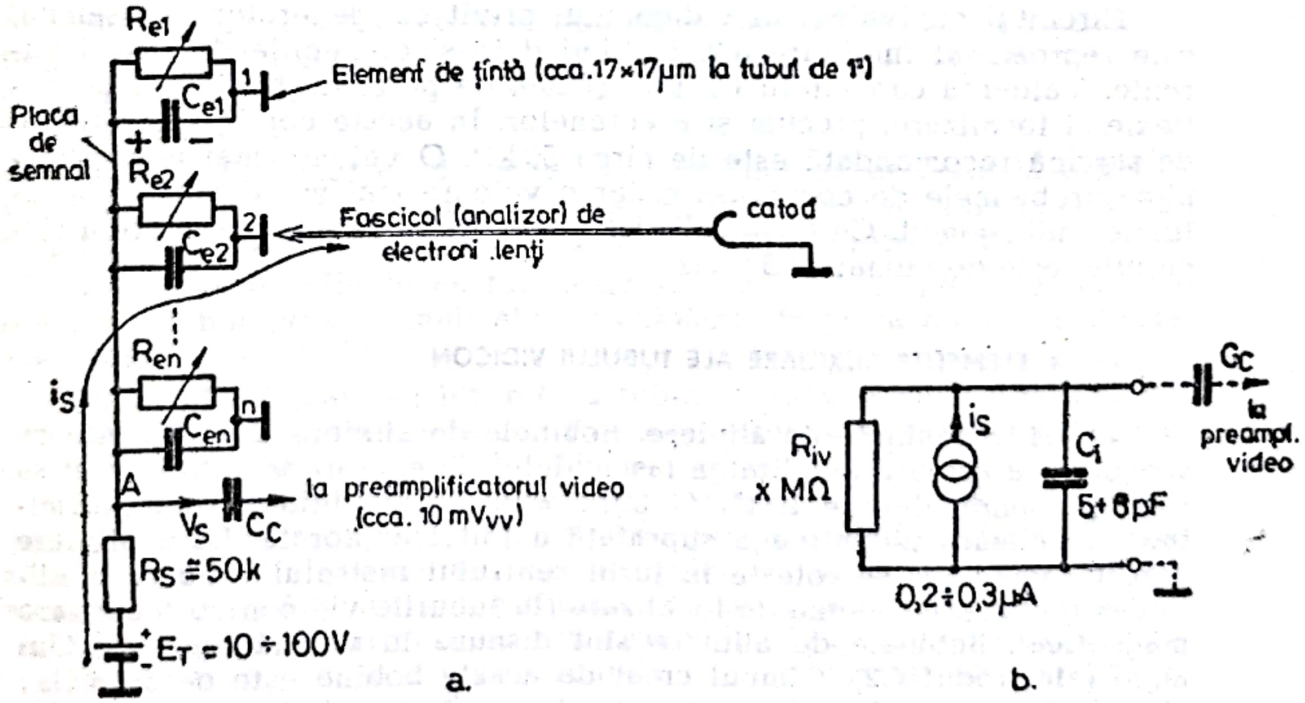


Fig. 4.2. Circuitul echivalent al vidiconului : *a* — circuitul echivalent al modelului funcțional ; *b* — circuitul echivalent al vidiconului ca generator de semnal.

În intervalul dintre două explorări capacităţile elementare C_e se descarcă pe rezistenţele R_e, astfel încît potenţialul feţei interioare a ţintei creşte, tinzînd către potenţialul plăcii de semnal. Deoarece R_e este funcţie de iluminarea E, constanta de timp de descărcare, $\tau_e = R_e \cdot C_e$, este determinată de iluminarea elementului de ţintă corespunzător; cu cît iluminarea este mai mare, cu atît mai mică este rezistenţa R_e şi cu atît mai mult se va descărca C_e. Se formează astfel pe faţa interioară a ţintei un relief (distribuţie) de potenţial în care potenţialul elementelor neiluminate rămîne practic zero, iar potenţialul elementelor iluminate creşte cu iluminarea.

Semnalul de ieşire este generat în timpul reîncărcării capacităţilor elementare de către fasciculul de electroni ce explorează ţinta. Astfel, cînd fasciculul explorează un element de imagine puternic iluminat, o parte însemnată din electronii fasciculului vor rămîne pe ţintă; cînd fasciculul explorează un element neiluminat, de potenţial practic zero, fasciculul de electroni este reflectat de suprafaţa ţintei. Încărcarea capacităţilor elementare este însoţită de generarea unui curent de semnal i_s, care circulă în sensul din figura 4.2, a (sens invers mişcării electronilor) prin circuitul: sursă de tensiune E_T, R_S, element de ţintă, fascicul de electroni, catod, masă, sursă.

Cu cît iluminarea este mai mare, cu atît mai mare va fi curentul ce parcurge rezistenţa de sarcină R_S şi cu atît mai mic va fi potenţialul electrodului de semnal (punctul A, figura 4.2, a) de unde se extrage semnalul video V_T; rezultă deci că semnalul de imagine al vidiconului este negativ.

4.1.1.3. VIDICONUL CA GENERATOR DE SEMNAL

Circuitul echivalent al vidiconului privit ca generator de semnal este reprezentat în figura 4.2, b, fiind date şi domeniile de valori curente. Valoarea capacităţii C_t ţine seama de prezenţa bobinelor de deflexie şi focalizare, precum şi a ecranelor. În aceste condiţii, rezistenţa de sarcină recomandată este de circa 50 kΩ. O valoare mai mare complică problemele de compensare, iar o valoare mai mică reduce raportul semnal/zgomot. Cu $C_t = 5$ pF şi $R_S = 50$ kΩ, frecvenţa de tăiere a circuitului este de numai 0,65 MHz.

4.1.1.4. ELEMENTE AUXILIARE ALE TUBULUI VIDICON

4.1.1.4.1. Bobinele de aliniere. Bobinele de aliniere sînt utilizate cu scopul de a asigura axialitatea fasciculului de explorare, astfel ca el să cadă perpendicular pe ţintă. O bună aliniere condiţionează uniformitatea focalizării pe întreaga suprafaţă a ţintei explorate. La o aliniere corectă, imaginea se roteşte în jurul centrului rastrului, cînd se modifică curentul prin bobina de focalizare (la tuburile vidicon cu focalizare magnetică). Bobinele de aliniere sînt dispuse în vecinătatea primului anod (electrodul $G2$). Cîmpul creat de aceste bobine este de 3÷4 Gs; sînt două perechi de bobine, asemănător ca în cazul sistemului de deflexie.

Scanned with OKEN Scanner

În unele camere alinierea se realizează cu ajutorul cîmpului produs de niște șaibe magnetizate, similar ca în cazul sistemului de centrare a rastrului la tuburile cinescop.

La camerele fără performanțe deosebite, de regulă, sistemul de aliniere lipsește, tuburile vidicon moderne avînd abateri constructive mici din acest punct de vedere.

4.1.1.4.2. **Sistemul de focalizare.** Deși ambele sisteme de focalizare, electrostatică și magnetică, sînt utilizate la vidicoane, cea mai răspîndită metodă rămîne focalizarea magnetică. Motivul îl constituie rezoluția superioară ce se poate obține, datorită aberațiilor sferice cu circa două ordine de mărime mai mici decît la sistemele electrostatice. De asemenea focalizarea magnetică permite utilizarea de fascicule de explorare mai intense, precum și realizarea unor tuburi foarte scurte, fără înrăutățirea excesivă a focalizării la colțuri.

Cîmpul creat de bobinele de focalizare este de circa 40 Gs dar pentru tensiuni mai mari ale anozilor (800÷1 000 V) cîmpul necesar este de 70÷80 Gs. Rezoluția maximă asigurată de aceste sisteme este de 40÷100 perechi de linii/mm.

Un dezavantaj al sistemelor de focalizare magnetică îl constituie gabaritul (diametrul exterior este de circa 60 mm pentru un tub de 1″) și puterea consumată. Din aceste puncte de vedere sistemul de focalizare electrostatic este mai atrăgător, avînd însă dezavantajele menționate. Sistemul de focalizare electrostatică este realizat din trei electrozi, dintre care cei exteriori sînt menținuți la o tensiune de 300÷600 V, iar electrodul central la o tensiune (reglabilă) între 50÷110 V.

Uniformitatea focalizării poate fi realizată prin utilizarea focalizării dinamice. Aceasta constă în aplicarea pe grila G3 a unei combinații de tensiuni parabolice, sincrone cu semnalele de baleiaj pe orizontală și verticală, tensiuni cu vîrfurile pozitive. Amplitudinea vîrf-vîrf a acestor impulsuri este de circa 60 V.

4.1.1.4.3. **Sistemul de deflexie.** Deși unghiul de deflexie la tuburile vidicon nu depășește 20°, deflexia electromagnetică este soluția cea mai răspîndită, datorită nivelului scăzut al aberațiilor introduse.

Bobinele de deflexie au formă de șa ; problemele puse de realizarea acestor bobine sînt analizate, de exemplu, în [4] și nu se va insista asupra lor.

În cazul cel mai des întîlnit, la tuburile vidicon cu deflexie și focalizare magnetică, trebuie amintit că electronii se mișcă, sub acțiunea combinată a acestor cîmpuri, după traiectorii elicoidale.

Proiectarea și realizarea acestor sisteme se face astfel încît să se obțină performanțe maxime în ceea ce privește uniformitatea focalizării, distorsiunile geometrice ale rastrului și eliminarea erorilor de aterizare (§ 4.1.1.4.4) și trebuie reținut că aceste performanțe sînt afectate de poziția tubului în interiorul sistemului de deflexie și focalizare.

Bobinele de deflexie pe orizontală au inductivități de ordinul a 1÷1,5 mH, rezistența de 1÷2 Ω și necesită curenți de deflexie de 100÷200 mAvv. Bobinele de deflexie pe verticală au inductanțe de or-

Scanned with OKEN Scanner

dinul a 40÷70 mH, rezistențe de circa 80÷125 Ω și necesită curenți de deflexie de ordinul a 15÷30 mAvv.

Deflexia electrostatică, deși prezintă un deosebit interes datorită unghiului mic de deflexie necesar la vidicon, nu este atît de răspîndită.

La tuburile cu deflexie electrostatică se utilizează de regulă sistemul deflectron, care deși oferă o sensibilitate mai mică decît sistemele cu plăci plane, are avantajul că centrii de deflexie pe verticală și orizontală coincid.

Tensiunea necesară pentru deflexie este între 30÷100 Vvv aplicată peste o componentă continuă de circa 300 V.

Cu tuburile vidicon cu deflexie și focalizare electrostatică se obțin parametrii apropiați de cei obținuți cu vidicoane standard, cu excepția neuniformității semnalului și a puterii de rezoluție.

4.1.1.4.4. **Compensarea erorilor de aterizare.** Uniformitatea semnalului de ieșire a tubului vidicon este asigurată dacă electronii cad perpendicular pe toată suprafața țintei. Acest lucru este asigurat în principal de prezența grilei de cîmp *G4* care creează în apropierea țintei un cîmp de frînare intens.

Pentru minimizarea componentelor radiale și tangențiale ale vitezei electronilor sistemul de deflexie și focalizare se proiectează corespunzător ; din acest punct de vedere amplasarea corectă a tubului în interiorul sistemului de deflexie și focalizare prezintă importanță pentru utilizarea sa eficientă.

În tuburile cu grila *G4* separată, formarea unei lentile electrostatice prin polarizarea convenabilă a grilelor *G3*, *G4* reduce componenta radială a vitezei, reducînd neuniformitatea semnalului la limite acceptabile. În plus la aceste tuburi este redusă și influența intensității curentului de fascicul asupra focalizării și deci a rezoluției.

La tuburile cu grilă de cîmp integrală (*G4* legat la *G3*) compensarea erorilor de aterizare se poate face alimentînd catodul cu tensiuni de modulație de formă parabolică de frecvența liniilor și cadrelor, de polaritatea și amplitudinea convenabilă. Acest tip de corecție nu este necesar la tuburile cu grila de cîmp separată.

4.1.1.4.5. **Ecranarea.** Electrodul de semnal trebuie pe cît posibil izolat într-o incintă ecranată pentru a minimiza efectul cîmpurilor de deflexie sau de altă natură. Influența cîmpurilor de deflexie se face simțită mai ales la sistemele cu număr mai mare de linii ($Z > 625$) unde frecvența de baleiaj pe orizontală este mai mare. Interiorul bobinelor de deflexie și interiorul și partea frontală a bobinelor de focalizare trebuie prevăzute cu un ecran electrostatic legat la masă.

Bobinele de focalizare și capătul tubului care conține tunul electronic vor fi ecranate împotriva cîmpurilor magnetice exterioare, pentru a preveni deteriorarea alinierii și distorsiunile imaginii.

Legarea la masă a monturii lentilelor și legarea corectă a ecranelor la masa preamplificatorului vor completa măsurile de ecranare a electrodului de semnal.

Scanned with OKEN Scanner

4.1.1.5. CARACTERISTICILE VIDICONULUI

4.1.1.5.1. Curentul de întuneric. Înainte de a trece în revistă principalele caracteristici ale vidiconului ne vom îndrepta atenţia asupra unui important parametru al său şi anume curentul de întuneric I_D. Acesta se defineşte drept curentul de semnal generat la baleierea ţintei unui tub aflat complet în întuneric. Acest curent, numit şi curent de obscuritate, se datoreşte faptului că fotoconductorul nu este un izolator perfect chiar în întuneric complet şi în consecinţă potenţialul feţei interioare a ţintei va deveni uşor mai pozitiv între două treceri succesive ale fasciculului de explorare. Curentul de întuneric creşte aproximativ proporţional cu puterea a patra a tensiunii de ţintă.

Curentul de întuneric oferă un criteriu palpabil pentru specificarea uneia dintre caracteristicile importante ale vidiconului, anume sensibilitatea; pe această bază comparaţia sensibilităţii a două tuburi se poate face foarte uşor. În regim de lucru normal I_D ia valori de ordinul nA sau a zecilor de nA, 20 nA fiind o valoare de lucru maximă tipică.

La curenţi de întuneric mai mari instabilitatea fondului (şi a nivelului de negru) este perceptibilă.

Odată cu creşterea curentului de întuneric creşte sensibilitatea tubului vidicon, creşte de asemenea persistenţa. La curenţi de întuneric excesiv de mari apare pericolul apariţiei fenomenului de „imprimare" sau chiar de „ardere" a ţintei; se recomandă din acest punct de vedere ca I_D să fie mai mic de 800 nA [1, 8].

În foile de date sumare pentru un vidicon se specifică de regulă valoarea tensiunii de ţintă necesară pentru o anumită valoare fixă a curentului de întuneric. De exemplu, tubul vidicon tip *XQ-1062*, Siemens, utilizat în camerele Tehnoton, pentru I_D de 20 nA, necesită o tensiune de ţintă de circa 30÷35 V.

4.1.1.5.2. Caracteristica de transfer şi sensibilitatea. Caracteristica de transfer a unui tub analizor de imagine exprimă dependenţa curentului de semnal de iluminarea electrodului fotosensibil. Această caracteristică poate fi aproximată la vidicon printr-o relaţie de forma:

$$I_S = K E^{\gamma}. \tag{4.1}$$

La vidicon γ nu este constant, el variind aproximativ între limitele 0,4÷0,85 [1,8], în funcţie de tipul fotoconductorului şi de nivelul iluminării.

În domeniul de lucru uzual se poate considera γ aproximativ constant şi având valoarea 0,65.

Această valoare pentru γ permite eliminarea circuitelor de „corecţie de gamma", deoarece o astfel de caracteristică este complementară caracteristicii tubului cinescop. Caracteristica de transfer a tubului vidicon se dă de obicei sub forma unei familii de curbe $I_S = f(E)$, având ca parametru curentul de întuneric I_D sau tensiunea de ţintă (figura 4.3 [50]).

Scanned with OKEN Scanner

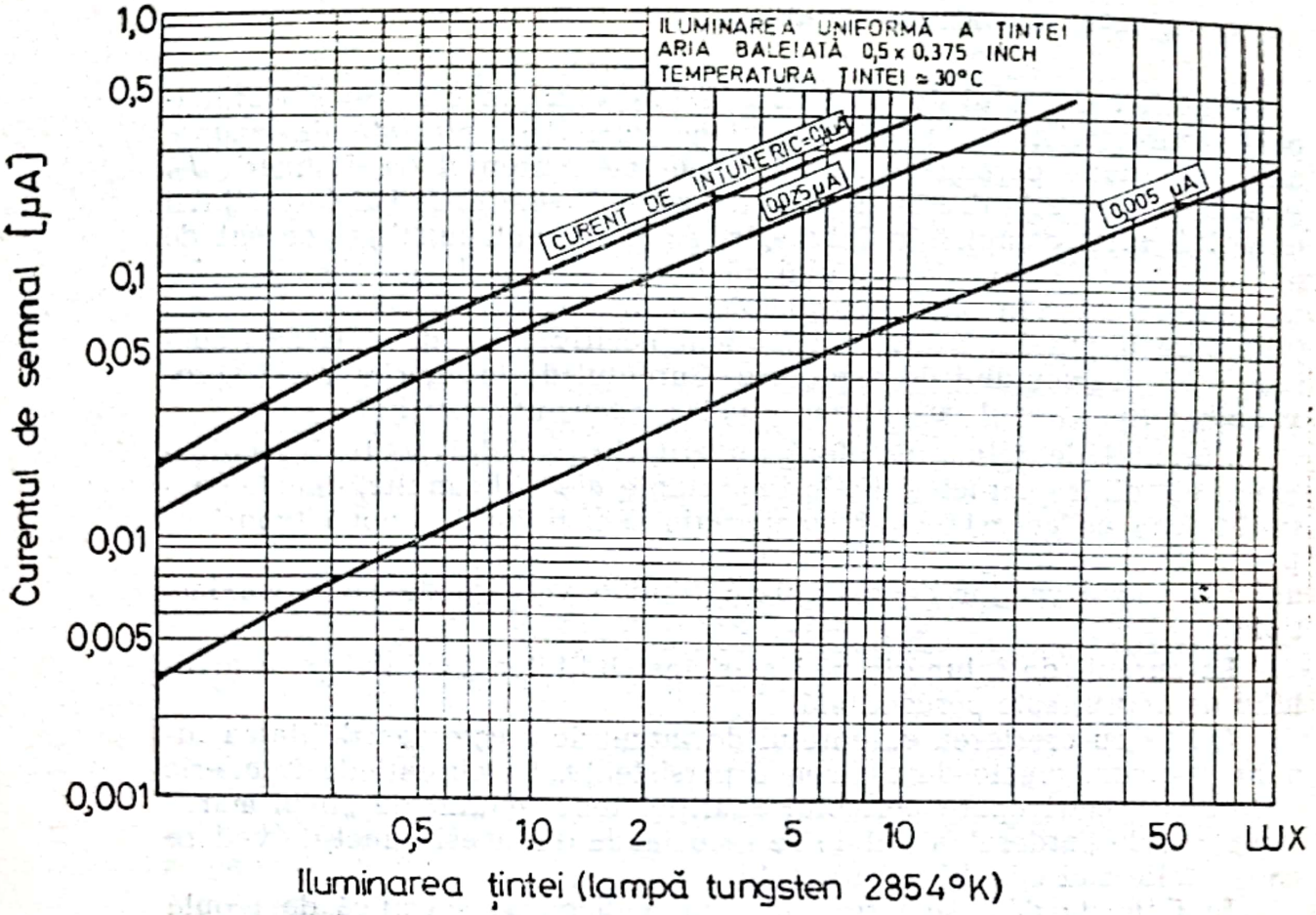


Fig. 4.3. Caracteristica de transfer a tubului vidicon 7262 A.

Caracteristicile de tipul $I_S = f(E, I_D)$ permit o comparare ușoară a diferitelor tipuri de tuburi vidicon, în timp ce caracteristicile de tipul $I_S = f(E, V_T)$ pot fi utilizate la proiectarea circuitelor de reglaj automat al tensiunii de țintă (reglaj automat al sensibilității) din camerele de televiziune.

În acest scop sînt de asemenea utile și caracteristicile $I_S = f(V_T)$ avînd ca parametru nivelul de iluminare (fig. 4.4).

Deoarece $\gamma < 1$, sensibilitatea (numită și sensibilitate integrală), definită ca pantă a curbei $i = f(\Phi)$, variază în funcție de nivelul iluminării, neputîndu-se astfel exprima printr-o singură valoare. Sensibilitatea este mai mare la nivele mai mici de iluminare. De exemplu ([8], p. 39) sensibilitatea este 77 μA/lm la 20 lx cu $I_D = 10$ nA și 450 μA/lm la 1 lx, cu $I_D = 150$ nA.

4.1.1.5.3. **Caracteristica spectrală.** Caracteristica spectrală sau sensibilitatea spectrală a tubului vidicon standard cu ținta din trisulfură de stibiu este, în general, asemănătoare caracteristicii ochiului uman și este adecvată pentru aplicații de studio.

Maximul sensibilității este deplasat în zona albastru-violet, ceea ce duce la redarea excesiv de luminoasă a detaliilor de această culoare pe ecranul televizorului alb-negru. Sensibilitatea în zona roșului este

Scanned with OKEN Scanner

mai scăzută la vidiconul standard, ceea ce duce la unele greutăți în captarea acestei culori. Caracteristicile sensibilității spectrale ale unor fotoconductori utilizați de firma EEV sînt date în figura 4.5. Pentru aplicații în ultraviolet, fereastra frontală se realizează din cuarț, iar ca fotoconductori se folosesc : Sb_2S_3, Se ; pentru tuburi sensibile în infraroșu se folosește PbS.

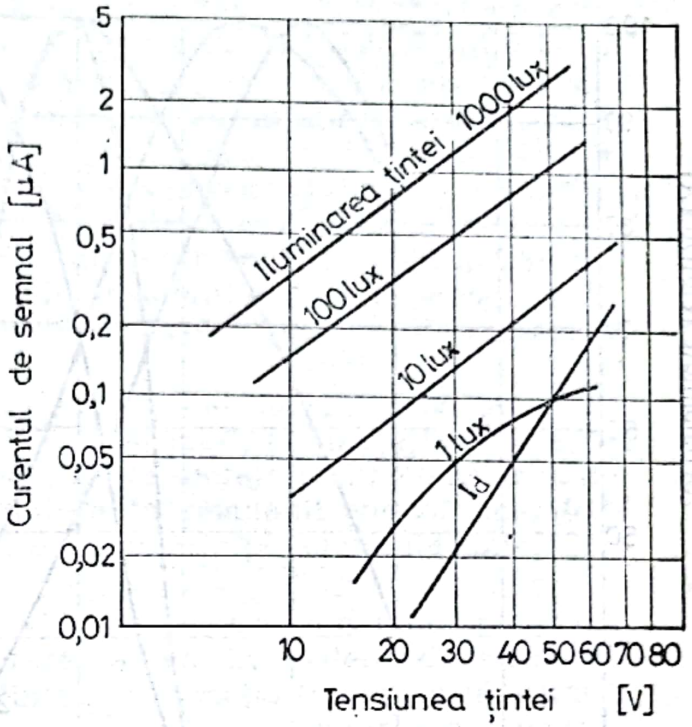


Fig. 4.4. Variația curentului de semnal în funcție de tensiunea de țintă, avînd ca parametru iluminarea, pentru vidiconului TH9805.

4.1.1.5.4. **Inerția (persistența).** Față de alte tuburi inerția constituie principalul dezavantaj al tubului vidicon ; ea este supărătoare atunci cînd imaginea conține elemente în mișcare rapidă și/sau elemente foarte luminoase. Ca rezultat al inerției scade definiția elementelor în mișcare, apar dîre ale elementelor mai luminoase ale imaginii, sau obiectele în mișcare par a fi transparente.

În funcție de cele două cauze, care duc la apariția fenomenului, se deosebesc inerția de descărcare (sau comutațională) și inerția procesului fotoconductiv.

Inerția de descărcare apare datoritj timpului necesar curentului de fascicul pentru a compensa variațiile de sarcină ale capacității elementului de țintă.

Se poate arăta că un fascicul de 0,5 μA, poate încărca la $V_T = 20$ V, un element tipic de țintă cu $C_{el} = 1\,000$ pF/575$^2 \cdot \frac{4}{3} \cong 2{,}25$ fF în circa 80 ns, adică în timpul necesar explorării unui element de imagine ; datele sînt pentru un vidicon de 1″. Acest timp poate fi micșorat prin mărirea intensității curentului de fascicul, deci prin micșorarea negativării grilei de comandă G1 (v. fig. 4.1), dar aceasta duce la înrăutățirea focalizării, deci și a rezoluției vidiconului. Mărimea capacității elementare a țintei poate fi de asemenea redusă prin creșterea grosimii țintei ; datorită scăderii sensibilității grosimea țintei nu poate fi crescută însă prea mult (maxim 10 μm — pentru radiații vizibile).

Această componentă a inerției este mică față de inerția fenomenului fotoconductiv și din acest punct de vedere este în general neglijabilă.

Inerția fenomenului fotoconductiv se manifestă prin întîrzierea cu care variațiile iluminării sînt urmărite de variațiile conductivității țintei ; mărimea ei depinde de tipul fotoconductorului, de cantitatea de impurități conținută, de tehnologia de fabricație și de nivelul de iluminare.

Scanned with OKEN Scanner

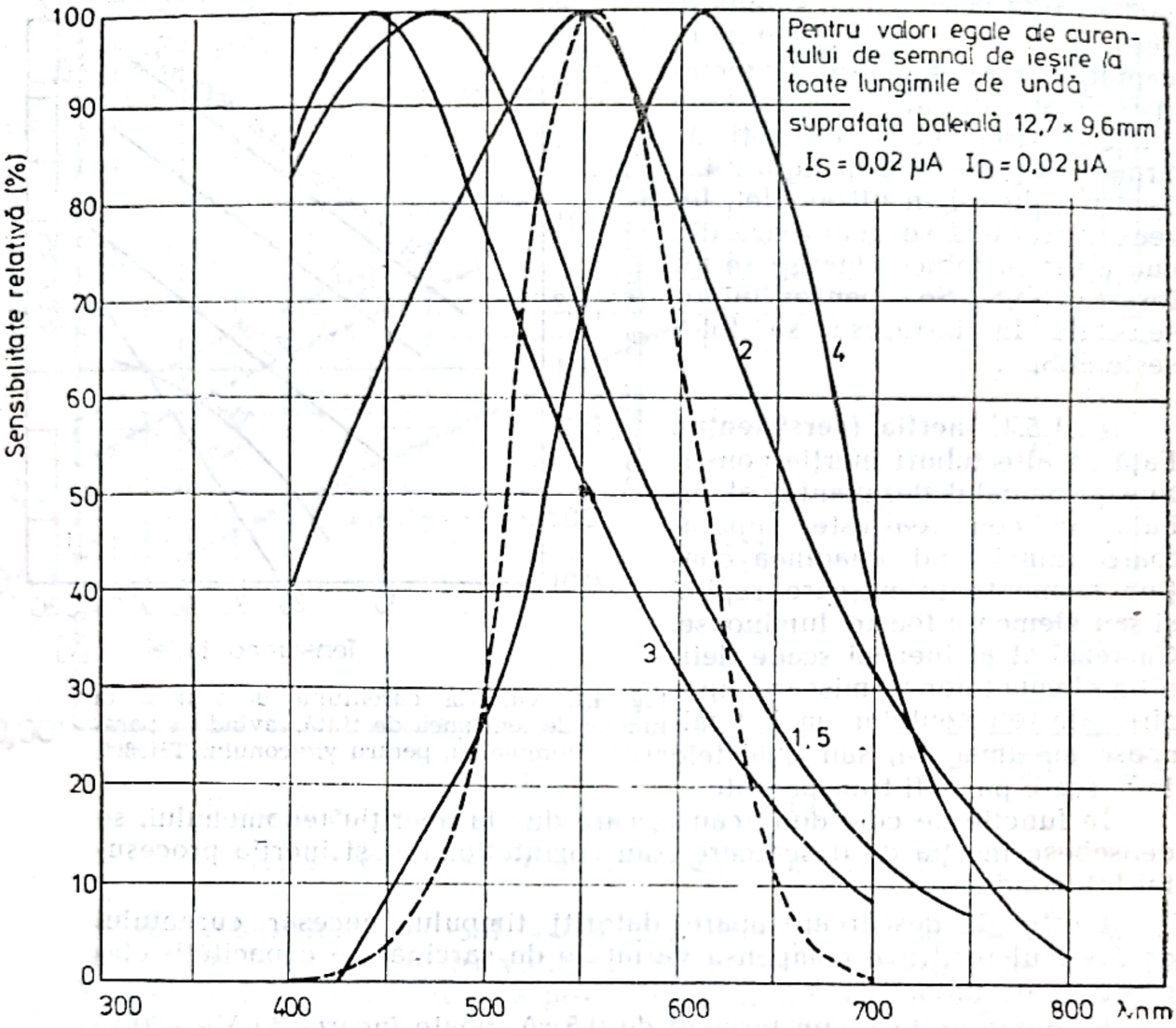


Fig. 4.5. Caracteristicile sensibilității spectrale ale unor fotoconductori : 1 — fotoconductor cu persistență redusă la nivele mari de iluminare, destinat pentru telecinema alb-negru sau color ; 2 — fotoconductor cu răspuns cvasi-pancromatic (sensibilitate mai mare ca a fotoconductorului 1) ; 3 — fotoconductor cu maximul răspunsului spectral în albastru, care realizează o redare, îmbunătățită a culorilor la iluminări cu lampă cu tungsten ; 4 — fotoconductor cu persistență crescută, utilizabil la integrarea imaginilor repetitive cu nivel scăzut de iluminare ; 5 — fotoconductor cu persistență medie, adaptat fosforului P20, destinat utilizării cu intensificatoare de imagini. Curba punctată reprezintă sensibilitatea spectrală a ochiului uman.

Inerția vidiconului este puternic dependentă de nivelul de iluminare, scăzînd cu creșterea iluminării.

În funcție de tensiunea de țintă, inerția are o variație mai complexă neexplicată încă complet : cînd V_T crește, la început inerția scade, trece printr-un minim și apoi crește din nou.

O metodă de îmbunătățire a performanțelor vidiconului în direcția reducerii inerției constă în utilizarea unei polarizări luminoase a țintei vidiconului, polarizare realizată prin suprapunerea unei iluminări

Scanned with OKEN Scanner

uniforme peste iluminarea produsă de imaginea captată. Metoda este puțin folosită datorită considerentelor expuse în [1] § 8.2.1.3, [8] § 1.4.3.

Inerția se apreciază cantitativ prin măsurarea scăderii curentului de semnal după încetarea excitației luminoase. Măsurătorile se realizează după un număr întreg de cadre, de regulă 1 sau 10, deci după 40 sau 400 ms. De exemplu, la tubul XQ *1062* din camerele Tehnoton, semnalul remanent după 400 ms este de 7—8 % pentru $I_D = 20\ \mu A$ și $E = 8$ lx.

Avînd în vedere cele spuse mai sus, vidiconul se utilizează în televiziunea radiodifuzată în special în instalațiile de telecinema, unde se pot realiza fără probleme deosebite nivele ridicate de iluminare (500—1 000 lx).

În televiziunea în circuit închis în general inerția este neimportantă și se poate lucra cu tensiuni V_T mai mari, pentru a beneficia de o sensibilitate crescută. Se evită valorile exagerate pentru tensiunea de țintă, datorită apariției neuniformităților în semnalul video, neuniformități datorate variației curentului de întuneric pe suprafața țintei.

4.1.1.5.5. **Rezoluția.** Rezoluția vidiconului este limitată practic de dimensiunile fasciculului de explorare, avînd în vedere dimensiunile mici ale țintei ; difuzia luminii în țintă și conducția transversală a țintei influențează mai puțin acest parametru. Pentru micșorarea acestor ultime componente grosimea țintei trebuie redusă, dar crește astfel capacitatea țintei.

Pentru caracterizarea cît mai completă a unui tub vidicon din punct de vedere al rezoluției se folosește caracteristica de apertură numită și caracteristica profunzimii de modulație.

Dacă fasciculul de electroni explorează imaginea corespunzătoare unui număr N de bare verticale albe și negre distribuite uniform pe întreaga țintă, amplitudinea semnalului obținut scade pe măsură ce N crește. Raportînd amplitudinea semnalului corespunzătoare albului pentru un număr oarecare N de linii, la amplitudinea semnalului corespunzătoare albului pentru un N suficient de mic (de exemplu bare corespunzînd frecvenței de 0,5 MHz [34], deci circa 52 bare, sau bare late cu 1/40 din înălțimea imaginii, deci circa 53 bare pentru $p = 4/3$) și exprimînd raportul în procente, obținem o mărime numită profunzime de modulație M_V. Reprezentarea grafică a dependenței $M_V = f(N)$, numită caracteristică de apertură sau caracteristica profunzimii de modulație, caracterizează vidiconul din punct de vedere al rezoluției.

În figura 4.6, sînt redate caracteristicile vidiconului 7262 *A*. Uneori în loc de numărul de linii N se specifică frecvența fundamentală f a semnalului video corespunzător acestui număr de linii.

Între cele două mărimi există relația :

$$f = N/2 \cdot t_A, \tag{4.2}$$

unde t_A este durata activă a cursei directe pe orizontală ($t_A = 52\ \mu s$ pentru standardul nostru de televiziune).

Creșterea rezoluției la un tub vidicon standard se poate obține în principal prin creșterea intensității cîmpului dintre grila de cîmp și țintă.

Scanned with OKEN Scanner

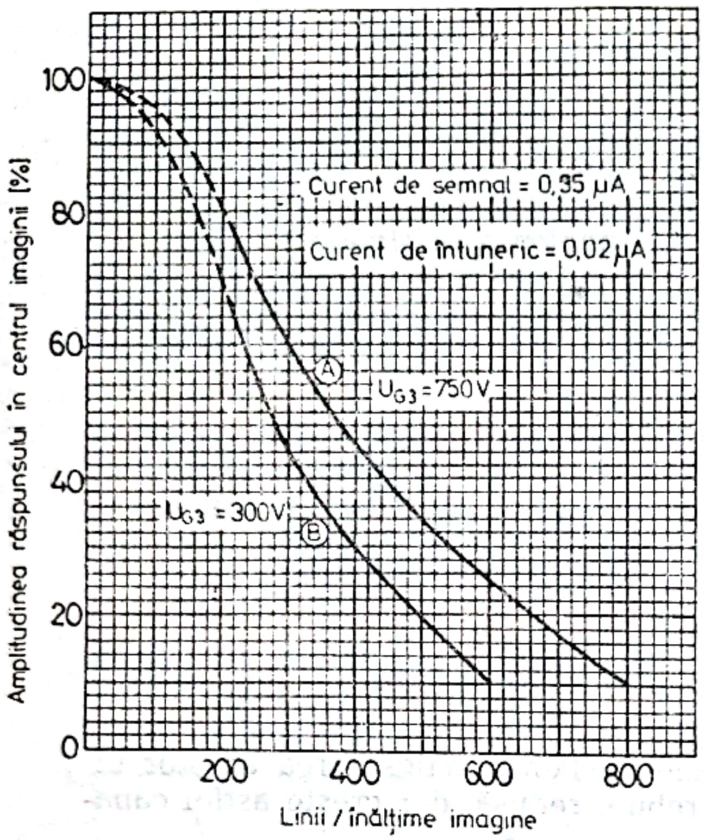


Fig. 4.6. Caracteristicile profunzimii de modulație pentru vidiconul 7262 A.

La tensiuni $U_{64,3}$ de circa 800÷1 000 V, profunzimea de modulație pentru detaliile mici crește de circa două ori. În același timp trebuie mărită intensitatea cîmpului de focalizare pentru menținerea dimensiunilor spotului.

Înrăutățirea rezoluției către marginile rastrului se datorește focalizării mai proaste existente în această zonă, din care o parte se poate datora proastei alinieri a tubului.

Un curent de fascicul mai puțin intens favorizează obținerea unei rezoluții mai ridicate.

4.1.1.5.6. **Raportul semnal/zgomot.** Zgomotul generat de tubul vidicon este relativ mic, astfel că performanțele camerei din acest punct de vedere sînt impuse de etajul preamplificator video.

Raportul semnal zgomot propriu la nivelele de semnal mari (300÷350 nA) este de circa 300÷430 [2, 4, 7].

Curentul de zgomot I_z al vidiconului se poate calcula cu relația:

$$I_z = \sqrt{2 \cdot QBI_s}\,[\mathrm{A}], \qquad (4.3)$$

unde Q este $1{,}6 \cdot 10^{-19}$ C (sarcina electronului), B — banda de frecvențe în Hz, I_s — curentul total al țintei în A. De exemplu pentru $B = 5$ MHz, $I_s = 0{,}3$ μA, rezultă $I_z = 0{,}692$ nA, $I_s/I_z = 434$ sau 52,7 dB.

Corecția de apertură micșorează raportul semnal/zgomot obtenabil; raportul semnal/zgomot scade cu creșterea frecvenței. De asemenea nivelele de iluminare reduse și tensiunile de țintă mari, duc la scăderea raportului semnal/zgomot.

4.1.1.5.7. **Durata de viață.** În condiții de funcționare continuă, tubul vidicon poate fi utilizat în televiziunea aplicată chiar și 1 000 ore. În condiții de funcționare intermitentă durata de viață poate crește de 4—5 ori.

Fenomenul de oboseală a țintei, manifestat prin scăderea sensibilității, impune în general funcționarea vidiconului cu aceleași dimensiuni și poziție a rastrului pe suprafața sa; în literatură se menționează că tendința de oboseală nu este permanentă și dispare după 10 pînă la 20 de ore de utilizare.

Scanned with OKEN Scanner

4.1.1.6. INFLUENȚA MEDIULUI AMBIANT ASUPRA FUNCȚIONĂRII TUBULUI VIDICON

4.1.1.6.1. **Temperatura.** Vidiconul poate funcționa în condiții bune, cînd temperatura țintei este de maximum 60 °C. La temperaturi mai mari, scade prea mult curentul de semnal și crește excesiv curentul de întuneric. La creșterea temperaturii încep să se piardă detaliile mici de imagine. Fenomenul poate fi compensat prin scăderea tensiunii plăcii de semnal și creșterea curentului de fascicul.

Încălzirea țintei, datorită radiațiilor infraroșii se evită prin folosirea unor filtre adecvate.

4.1.1.6.2. **Iluminarea excesivă.** În cazul nivelelor de iluminare foarte mari ale țintei, aceasta poate suferi transformări ireversibile, care să ducă la scoaterea din uz a tubului. Acest lucru se poate întîmpla chiar dacă tubul nu este sub tensiune. De aceea o bună măsură de prevedere constă în acoperirea obiectivului, sau închiderea diafragmei, mai ales pentru camere situate în exterior sau în zone cu surse de lumină puternice.

4.1.1.6.3. **Acțiunea radiațiilor.** Sub acțiunea radiațiilor nucleare se modifică proprietățile vidiconului, în special datorită micșorării transparenței ferestrei frontale.

De exemplu, sub acțiunea unui flux de neutroni de 10^{15} neutroni/cm^2, curentul de semnal a scăzut cu 35%, transparența ferestrei frontale reducîndu-se de la 92% la 60%. Fluxurile de peste 10^{16} neutroni/cm^2 pot defecta balonul de sticlă al tubului. Crește de asemenea curentul de întuneric al tubului. Radiațiile, influențînd conductibilitatea țintei, duc la scăderea curentului de semnal și la reducerea contrastului imaginii.

4.1.1.6.4. **Presiunea.** Vidiconul de 1" poate suporta, după unele referințe, presiuni uniforme foarte mari, de ordinul a 50 at.

4.1.1.6.5. **Vibrații.** Din acest punct de vedere vidiconul este mai rezistent decît tuburile analizoare de imagine existente pînă la apariția sa. Se va evita în astfel de condiții înclinarea în față a tubului cu mai mult de 55—60° față de orizontală, pentru a împiedica depunerea pe țintă a unor eventuale particule din interiorul tubului, ceea ce ar duce la apariția de pete pe imagine. Se produc tuburi vidicon cu construcția întărită pentru aplicații în condiții de vibrații.

4.1.1.7. DIMENSIUNI

Tubul vidicon „standard" are diametrul de 1" (25,4 mm) și lungimea de circa 150 mm. Se produc tuburi de același diametru în versiune scurtă (≈125 mm), foarte scurtă (≈100 mm) și extrem de scurtă (≈65 mm).

Scanned with OKEN Scanner

Pentru camere de gabarit redus se produc tuburi cu diametru de 1/2" (12,7 mm) sau 3/4". De exemplu la tubul ЛИ —407 diametrul exterior cu tot sistemul de deflexie și focalizare este de numai 28 mm.

Pentru sistemele de rezoluție ridicată se produc curent tuburi cu diametrul de 1 1/2" (38,1 mm). Sînt citate de asemenea și tuburi cu diametrul mai mare : 40 mm (ЛИ —410), 50 mm sau chiar 114, 3 mm (4 1/2").

Rezoluția variază de la 300—400 linii pentru tipurile de 1/2", 500—800 linii pentru cele de 1" și pînă la 2 000 linii pentru cele de 1 1/2".

4.1.1.8. TUBURI VIDICON PENTRU APLICAȚII ÎN AFARA SPECTRULUI VIZIBIL

Au fost realizate o varietate destul de mare de tuburi analizoare de imagini de tipul vidiconului, sensibile în infraroșu, ultraviolet, sau la radiație (raze X, γ) precum și la ultrasunete.

Tuburile vidicon sensibile în *infraroșu*, destinate termografiei, au ținta realizată din materiale cu sensibilitatea maximă pentru $\lambda > 1\ \mu m$, de exemplu PbS. Ținta acestor tuburi este mai groasă decît la tuburile pentru spectrul vizibil, datorită absorbției mai reduse a radiațiilor infraroșii ; se reduce deci capacitatea țintei și se micșorează inerția tubului. Un exemplu de astfel de tub este vidiconul de 1" tip *P8090*, (al firmei EEV Anglia) cu maximul sensibilității pentru $\lambda = 8 \div 14\ \mu m$.

Tuburile sensibile în *ultraviolet*, se deosebesc de tuburile vidicon normale, prin faptul că fereastra frontală este realizată din cuarț ; ținta poate fi realizată de exemplu din seleniu, sensibil pînă la lungimi de undă $\lambda = 200$ nm.

Tuburile vidicon sensibile la *raze Röentgen* (X) au o serie de particularități față de vidicoanele menționate pînă acum : ținta este foarte groasă, datorită puterii de pătrundere foarte mari a acestor radiații ; fereastra frontală se realizează din aluminiu care reține numai circa 15% din radiația incidentă, față de sticlă, care reține circa 80—85 % ; datorită inexistenței obiectivelor pentru raze Röentgen, a fost necesară realizarea de tuburi vidicon cu suprafața foarte mare a țintei. Se citează tuburi cu suprafața utilă de 40×40 cm. Ca materiale pentru realizarea țintei se utilizează seleniu sau oxid de plumb.

Tuburile vidicon sensibile la *raze* γ sînt dificil de realizat datorită puterii de pătrundere foarte mari, care necesită ținte cu grosimi mai mari de 2 mm, foarte greu de realizat.

Tuburile sensibile la *ultrasunete* au ținta realizată din materiale piezoelectrice ca : cristale de cuarț, sare Seignette, titanat de bariu. Avînd în vedere particularitățile propagării ultrasunetelor aceste tuburi funcționează în medii lichide, medii în care sînt situate și sursele de ultrasunete.

Natura fizică a reliefului de potențial al țintei diferă esențial față de tuburile vidicon. Valoarea maximă a reliefului de potențial piezoelectric atinge $5 \div 10$ V, iar relația de proporționalitate între presiune și potențial se menține în limitele $10^{-9} \div 10^{-3}$ W/cm^2.

Scanned with OKEN Scanner

4.1.2. PLUMBICONUL

Plumbiconul, numit și leddicon în Anglia, a apărut și a început să fie utilizat în perioada anilor 1962—65. El se deosebește foarte puțin de tubul vidicon, astfel că, într-un anume sens, plumbiconul poate fi considerat o perfecționare a vidiconului.

Calitățile suplimentare pe care le are plumbiconul față de vidicon sînt: viteza mare de răspuns (inerție mică), sensibilitate ridicată, curent de întuneric extrem de mic. Aceste calități se datoresc construcției speciale a țintei, singurul element care-l deosebește de vidicon. O schiță de detaliu a construcției acestei ținte este reprezentată în figura 4.7.

Pe fața interioară a plăcii frontale *1* a tubului se depune un strat 2, subțire, transparent, de bioxid de staniu (SnO_2), care va constitui și placa de semnal a tubului; peste el se depune pelicula fotoconductoare realizată din monoxid de plumb (PbO). Depunerea se realizează prin evaporarea PbO în mediu gazos cu compoziție și temperatură strict controlate. Cum placa de semnal are o conductibilitate de tip *N*, în zona de contact se va forma un strat subțire 3 de PbO cu conductibilitate de tip *N*. În stratul de mijloc *4*, cu o grosime de 10—15 μm, strat care ocupă aproape toată lățimea peliculei, PbO își păstrează proprietățile de semiconductor intrinsec (*I*). Al treilea strat, cu conductibilitate de tip *P*, este făcut extrem de subțire pentru a împiedica migrarea sarcinii electrice între elemente de țintă vecine. PbO devine semiconductor de tip *P*, dacă are un exces de O, sau dacă este dopat cu Tl, Cu, Ag.

Stratul cu conducție intrinsecă, are o structură ordonată, formată din cristale cu dimensiuni de ordinul a $0{,}1\times0{,}1\times1$ μm, dispuse perpendicular pe placa de semnal; rezistivitatea de întuneric a acestui strat este mai mare de $10^8\,\Omega\cdot$m. Grosimea totală a peliculei de PbO este de circa 10—20 μm.

În timpul funcționării placa de semnal este polarizată pozitiv cu o tensiune E_T (v. fig. 4.1); partea opusă, stratul de tip *P* al țintei, este adus de către fasciculul de explorare cu electroni lenți, la potențialul catodului. În acest mod dioda *P-I-N* formată, este polarizată invers, ceea ce, alături de rezistența de întuneric mare a PbO, explică valoarea mică a curentului de întuneric.

Cînd lumina cade pe țintă, toți purtătorii de sarcină produși de stratul *I* străbat această zonă, fără recombinări, datorită nivelului foarte scăzut de impurități și intensității mari a cîmpului din această regiune (practic întreaga diferență de potențial apare pe stratul *I*). Datorită acestei proprietăți, ținta poate fi făcută mai groasă, fără pericolul micșorării sensibilității și al creșterii

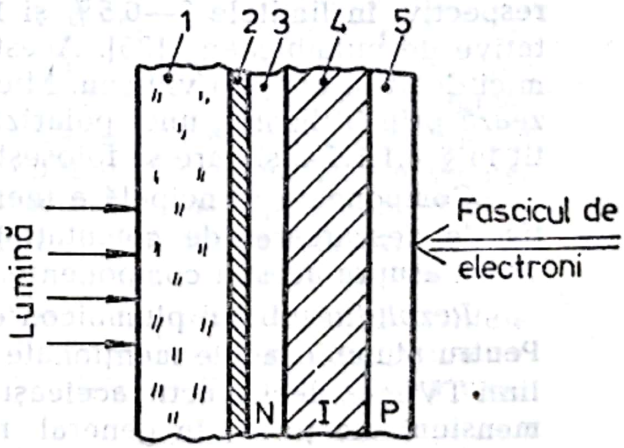


Fig. 4.7. Ținta tubului plumbicon: 1 — fereastra frontală; 2 — placa de semnal; 3, 4, 5 — straturi de PbO cu conducție *N*, *I*, *P*.

Scanned with OKEN Scanner

inerţiei fotoelectrice. Creşterea grosimii ţintei reduce capacitatea C şi deci inerţia de încărcare (de comutaţie) (v. fig. 4.2 a).

Modelul funcţional al vidiconului, din figura 4.2 a., se poate aplica şi plumbiconului, dacă rezistenţele R_{et} se înlocuiesc cu generatoare de curent i_{et}, comandate de lumina care cade pe ţintă.

4.1.2.1. CARACTERISTICILE PRINCIPALE ALE PLUMBICONULUI

Caracteristica de transfer a plumbiconului poate fi aproximată prin aceeaşi relaţie ca la tubul vidicon, cu observaţia că de această dată $\gamma = 0{,}95—1$. Rezultă deci, că plumbiconul are o caracteristică de transfer practic liniară, ceea ce îl face foarte indicat şi pentru televiziunea color.

Sensibilitatea plumbiconului poate fi exprimată printr-o singură valoare, avînd în vedere că $\gamma \cong 1$. Sensibilitatea variază de la un tip la altul aproximativ în limitele $350 \div 450\ \mu A/lm$, o valoare de $400\ \mu A/lm$ fiind tipică. Pentru tuburi fabricate în acelaşi mod, dispersia sensibilităţii este foarte mică, de ordinul $0{,}1\ \mu A/lm$ [35].

Curentul de întuneric depinde în limite relativ restrînse de la un tip la altul luînd, în condiţii normale, valori aproximativ în limitele $0{,}5 \div 1{,}5$ nA, deci cu circa un ordin de mărime mai mici decît în cazul tubului vidicon.

Caracteristica spectrală a primelor plumbicoane prezenta o sensibilitate scăzută în regiunea roşului ($\lambda_{max} = 0{,}62\ \mu m$). Dacă acest lucru nu este supărător pentru televiziunea alb-negru, unde tubul dă gradaţii foarte bune, el prezintă dezavantaje pentru televiziunea color.

Pentru îmbunătăţirea redării nuanţelor de roşu a fost schimbat modul de realizare a ţintei, prin introducerea unor mici cantităţi de sulf, realizîndu-se un complex PbO—PbS, care oferă o caracteristică satisfăcătoare.

Inerţia tubului plumbicon este mult mai mică decît a vidiconului. Valorile curentului de semnal, ce persistă după 3 şi 12 cadre, se situează respectiv, în limitele 3—6,5 % şi 1,1—2% pentru cîteva tipuri reprezentative de pulmbicoane [35]. Aceste valori sînt de circa 4,5—10 ori mai mici decît la un tub vidicon. Micşorarea şi mai mult a inerţiei se realizează prin utilizarea unei polarizări cu lumină a ţintei, procedeu amintit în § 4.1.1.5.4, şi care se foloseşte în mod curent la tuburile plumbicon.

Componenta principală a inerţiei la plumbicoane o reprezintă inerţia de descărcare (de comutaţie), iar prin metoda amintită se acţionează asupra acestei componente.

Rezoluţia tubului plumbicon este comparabilă cu cea a vidiconului. Pentru plumbicoanele menţionate în [35] rezoluţia variază între 55—100 linii TV/mm, deci practic aceleaşi limite ca la vidicon. La aceleaşi dimensiuni ale ţintei, în general, rezoluţia la plumbicon este cu circa 10—20 % mai mică decît la vidicon.

Rezoluţia plumbiconului este influenţată de difuzia luminii în ţintă şi de conducţia transversală în stratul P şi I; din aceste considerente

Scanned with OKEN Scanner

ar fi de dorit o țintă cît mai subțire, dar aceasta ar duce la o serie de dezavantaje : curent de întuneric mare, capacitate mare a țintei, micșorarea duratei de viață a tubului. Un dezavantaj al plumbiconului față de vidicon îl constituie imposibilitatea reglării sensibilității prin modificarea tensiunii de țintă ; acest lucru a dus la căutarea unor posibilități noi de adaptare a plumbiconului la diverse nivele de iluminare.

4.1.2.2. PERFECȚIONĂRI ALE TUBULUI PLUMBICON

În cele ce urmează se vor trece în revistă cîteva perfecționări ale plumbiconului, care au dus la îmbunătățirea, uneori foarte importantă, a performanțelor sale.

Polarizarea cu lumină, despre al cărei efect s-a amintit în paragraful anterior se poate realiza în două moduri.

1. — *polarizarea* de valoare *fixă* (ca de exemplu la tipurile P 8008, P 8009 ale firmei E.E.V.) se realizează prin intermediul unui bec conectat în paralel cu filamentul tubului, montat în interiorul soclului tubului, bec care, prin intermediul unui disc de difuzie, luminează fața baleiată a țintei.

2. — *polarizarea* de valoare *reglabilă* se realizează cu o sursă de lumină exterioară, situată în zona soclului ; prin intermediul unui ghid de lumină, realizat din fibre optice, lumina, difuzată în mod corespunzător, este proiectată pe fața baleiată a țintei. Intensitatea sursei de lumină și prin urmare mărimea curentului de semnal, datorat acestei polarizări, poate fi modificată corespunzător necesităților. Un curent de polarizare de 5÷10 nA realizează un compromis între micșorarea inerției și neuniformitatea curentului de întuneric. Există de asemenea și posibilitatea utilizării unui bec dispus în interiorul tubului cu conexiuni separate în soclu, fiind posibilă astfel o polarizare reglabilă din exterior.

Utilizarea tunului FHD (flayback highlight descharge) numit și *tun anticometă*, a dus la îmbunătățirea substanțială a funcționării plumbiconului în cazul nivelelor mari de semnal. Construcția și funcționarea acestui tip de tun este explicată în [8, 35, 36]. Vom menționa numai că acest tun extinde gama dinamică a plumbiconului cu două ordine de mărime. Un exemplu concludent, în ceea ce privește performanțele plumbiconului echipat cu acest tun, este următorul : un bec mat de 60 W, avînd marcată o inscripție cu litere opace, este plasat ca sursă de lumină într-un decor ; captînd imaginea cu un plumbicon standard, se va vedea numai conturul becului cu un halo puternic, inscripția nefiind vizibilă ; cu un plumbicon echipat cu un tun FHD se vede clar atît conturul becului cît și inscripția de pe el.

Depunerile antireflectante realizate pe suprafața ferestrei frontale a tubului, duc la micșorarea coeficientului de reflexie de la aproximativ 4,5% la mai puțin de 1—1,5% în gama de lungimi de undă pentru care este conceput tubul.

Aceste depuneri contribuie de asemenea la mărirea raportului de contrast, a sensibilității și la micșorarea posibilităților de apariție a imaginilor parazite. Variația coeficientului de reflexie pentru unele depuneri antireflectante este prezentată în [35].

Scanned with OKEN Scanner

Folosirea *ferestrelor* frontale din *fibre optice*, asigură o putere de rezoluție ridicată în unele aplicații speciale, eliminînd pierderile de lumină prin reflexie; se semnalează în literatură și posibilitatea de corecție a curburii cîmpului introdusă de sistemele optice, prin utilizarea acestor ferestre din fibre optice.

4.2. CIRCUITELE DE POLARIZARE ALE UNUI TUB VIDICON

În acest paragraf vor fi prezentate scheme practice de circuite, care asigură funcționarea corectă a tubului vidicon standard (cu focalizare și deflexie electromagnetică) într-o cameră de televiziune. Alături de circuitele de polarizare propriu-zise, vor fi prezentate și circuitele de reglaj și stabilizare a curentului de focalizare, circuitele de reglaj a tensiunii de țintă, precum și circuitele de protecție a vidiconului. Cea mai mare parte dintre aceste circuite se pot utiliza și în construcția camerelor cu tuburi similare (plumbicon, sidicon etc.).

4.2.1. SCHEMA BLOC A CIRCUITELOR DE POLARIZARE A TUBULUI VIDICON

Structura schemei bloc a circuitelor de polarizare a unui tub vidicon este prezentată în figura 4.8. Unele probleme generale legate de aceste circuite vor fi prezentate în cele ce urmează.

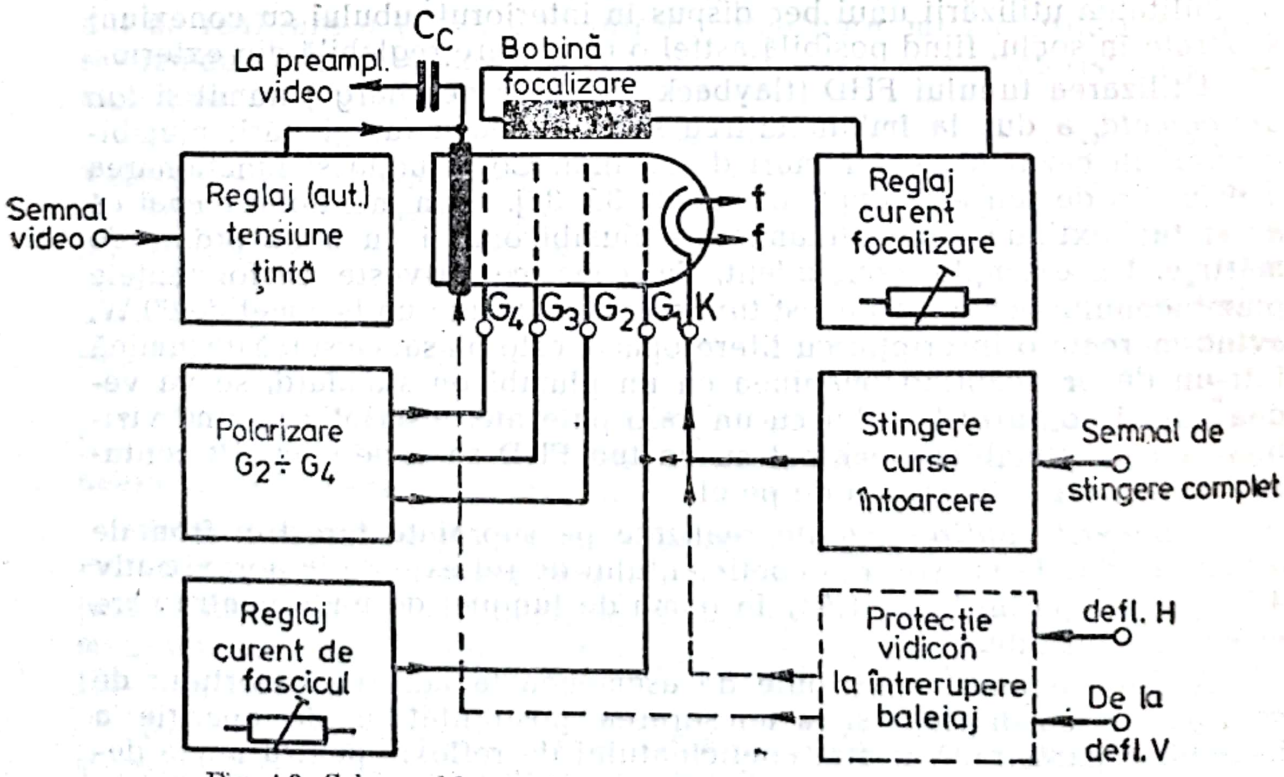


Fig. 4.8. Schema-bloc a circuitelor de polarizare ale unui tub viricon.

Scanned with OKEN Scanner

4.2.2. CIRCUITUL DE FILAMENT

Filamentul tubului vidicon, care necesită curenți de alimentare de ordinul zecilor de mA (de exemplu 95 mA la tipul 7 262 A), sau sutelor de mA (de exemplu 600 mA la tipul 7 735 A), la o tensiune de regulă de 6,3 V, se alimentează fie în curent alternativ, la camerele economice, fie în curent continuu stabilizat, la camere cu performanțe ridicate.

Pentru limitarea valorii maxime a curentului prin filamentul tubului vidicon la pornire, în unele camere sînt prevăzute, în serie cu filamentul, rezistențe de ordinul ohmilor.

4.2.3. CIRCUITE PENTRU REGLAREA CURENTULUI DE FOCALIZARE

Circuitul de reglaj al curentului de focalizare are rolul de a asigura valoarea necesară a curentului prin bobina de focalizare. Valoarea acestui curent trebuie să fie reglabilă, iar valoarea odată reglată trebuie să fie menținută constantă la variațiile tensiunii de alimentare a camerei, precum și ale temperaturii mediului ambiant. Nu trebuie uitat că însăși rezistența bobinei de focalizare se modifică destul de mult cu temperatura, bobinajul fiind realizat cu sîrmă de Cu.

Aceste circuite sînt realizate de regulă sub forma unor stabilizatoare de curent reglabile (generatoare de curent constant stabilizate).

Pentru intensitățile uzuale ale cîmpului de focalizare (v. § 4.1.1.4.2) bobinele de focalizare au, fie rezistențe de ordinul a 100÷150 Ω și necesită curenți de ordinul a 110÷80 mA, fie rezistențe de ordinul kΩ-lor și necesită curenți de ordinul zecilor de mA.

Cîteva exemple de scheme practice sînt date în figurile 4.9 și 4.10.

Circuitul din figura 4.9,a (utilizat în camera TP-K 16, Unitra) este un simplu generator de curent realizat cu tranzistorul *T2*; stabilitatea

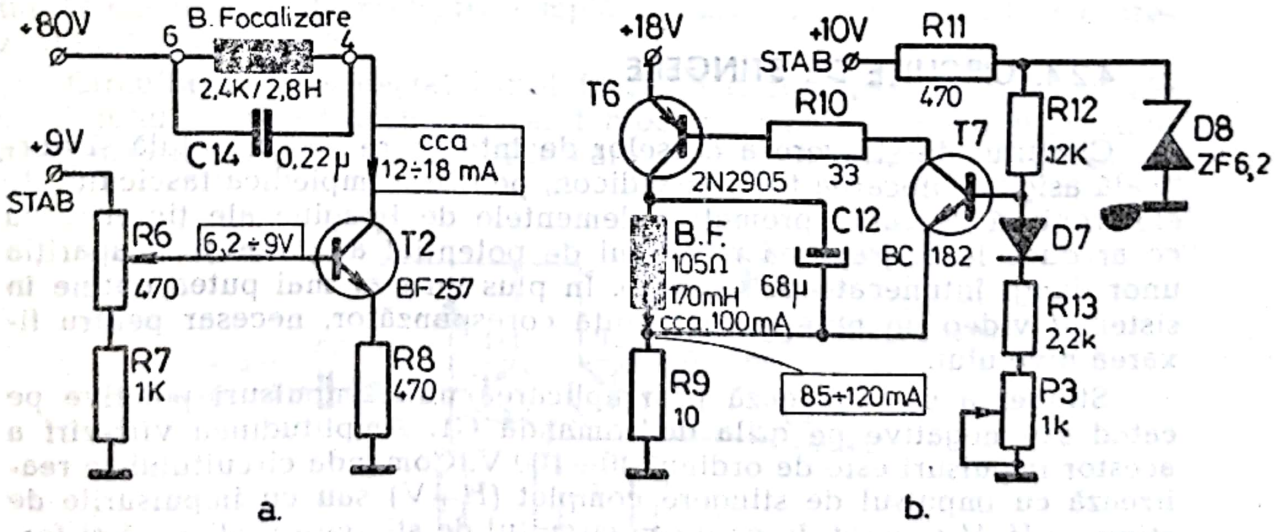


Fig. 4.9. Scheme de circuite de reglaj al curentului prin bobina de focalizare a unui tub vidicon: a — circuit utilizat în camera TP-K16; b — circuit utilizat în camera ITV11-11/F, G.

Scanned with OKEN Scanner

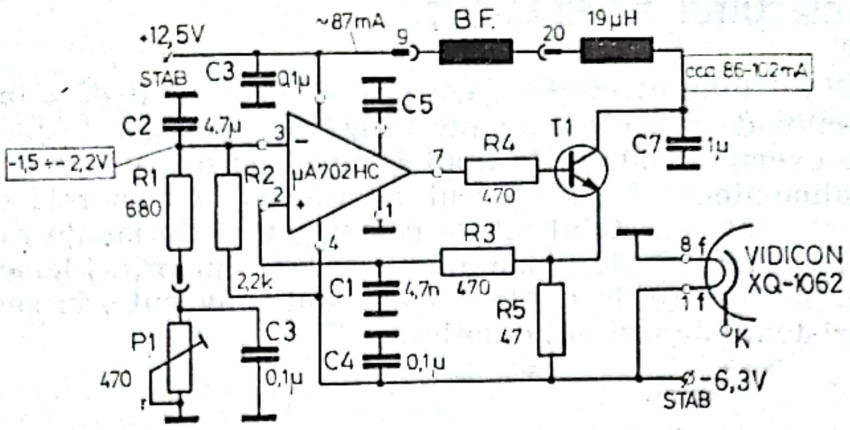


Fig. 4.10. Circuitul de reglaj al curentului de focalizare din camera compactă tip K2b, „Tehnoton".

curentului la variația tensiunii de alimentare este asigurată prin alimentarea bazei lui $T2$, printr-un divizor de tensiune de la o sursă de 9 V foarte bine stabilizată. Lipsa compensării variației cu temperatura a tensiunii BE a tranzistorului, (v. dioda D_7 în circuitul din fig. 4.9, b), duce la o variație de aproximativ 0,4% a curentului prin bobina de focalizare, la o variație de 10 °C a temperaturii.

În figura 4.10 este dată schema unui generator de curent constant (stabilizat) dintr-o cameră cu performanțe ridicate. Schema, realizată cu un amplificator operațional, duce la anihilarea oricăror tendințe de variație a curentului prin R_5, practic egal cu curentul prin bobina de focalizare, prin modificarea corespunzătoare a tensiunii de la ieșirea amplificatorului operațional.

Condensatoarele conectate în paralel pe bobinele de focalizare au rolul de a șunta aceste bobine, eliminînd tendința de oscilație a circuitului, datorită capacităților parazite ale bobinei de focalizare precum și tensiunilor induse în ea de către bobinele de deflexie.

4.2.4. CIRCUITE DE STINGERE

Circuitul de stingere a curselor de întoarcere pe orizontală și verticală asigură blocarea tubului vidicon, pentru a împiedica fasciculul de electroni să descarce prematur elementele de imagine ale țintei, ceea ce ar duce la degradarea reliefului de potențial al țintei și la apariția unor dungi întunecate pe imagine. În plus nu s-ar mai putea obține în sistemul video un nivel de referință corespunzător, necesar pentru fixarea nivelului.

Stingerea se realizează prin aplicarea unor impulsuri pozitive pe catod sau negative pe grila de comandă G1. Amplitudinea vîrf-vîrf a acestor impulsuri este de ordinul 40÷100 V. Comanda circuitului se realizează cu impulsul de stingere complet ($H+V$) sau cu impulsurile de stingere H, V separat, în care caz circuitul de stingere realizează și formarea semnalului de stingere complet. De reținut că, de regulă, pentru evitarea apariției în semnalul video a semnalelor parazite datorită fe-

Scanned with OKEN Scanner

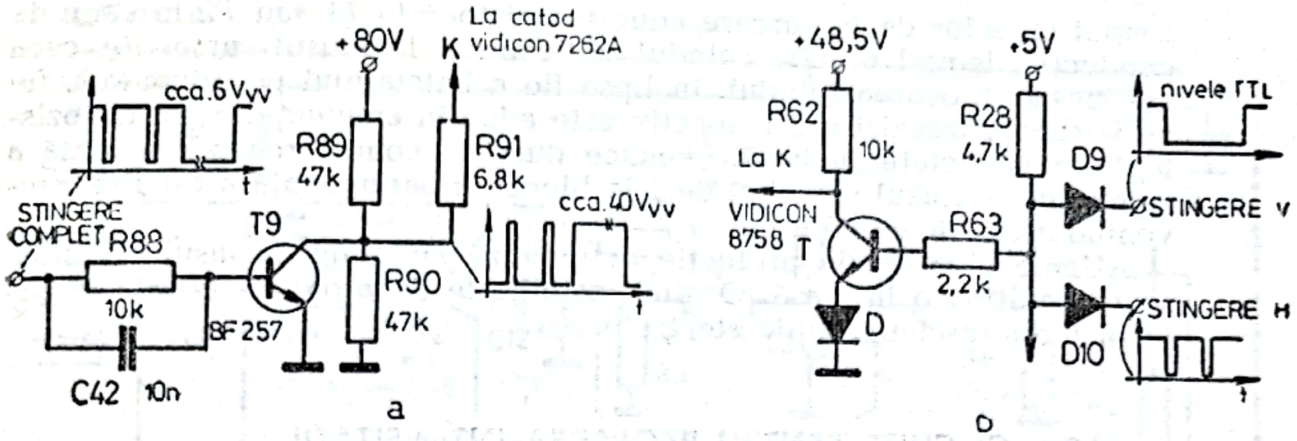


Fig. 4.11. Circuite pentru stingerea vidiconului: a — circuit utilizat în camera TP-K16; b — circuit utilizat în camera ITV--11/F, G.

nomenelor ce se produc pe durata stingerii vidiconului, semnalul de stingere al vidiconului pe linii este de regulă mai scurt decît semnalul de stingere din semnalul video complex. Două variante de circuite de stingere simple sînt prezentate în figura 4.11.

4.2.5. CIRCUITE DE PROTECȚIE

Circuitul de protecție asigură protejarea vidiconului împiedicînd deteriorarea („arderea") țintei în cazul lipsei baleiajului pe orizontală și/sau verticală.

Protecția se realizează prin blocarea tubului, prin aceleași metode ca în cazul stingerii. De aceea, de regulă, atunci cînd circuitul de protecție există, el formează de fapt, împreună cu circuitul de stingere, un singur circuit, care realizează ambele funcții de stingere și de protecție. O posibilitate de realizare simplă a unui astfel de circuit este prezentată în figura 4.12.

Circuitul este proiectat astfel încît pe durata curselor directe ale baleiajului ambele tranzistoare sînt blocate, catodul vidiconului fiind legat prin *R3* la masă. Impulsurile care apar pe bobinele de deflexie în

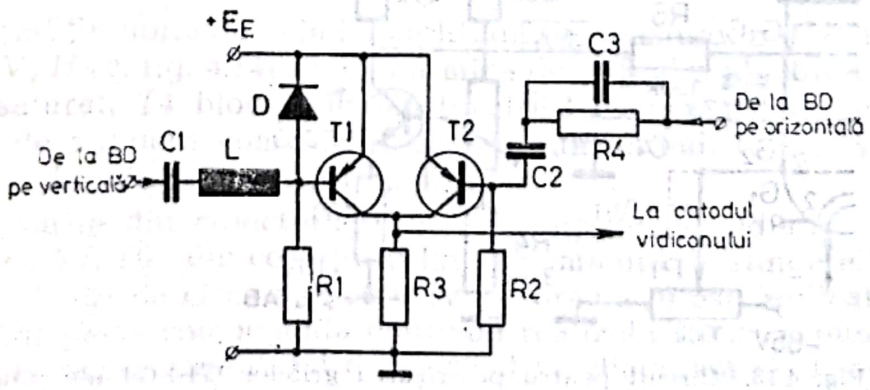


Fig. 4.12. Circuit de stingere și protecție al tubului vidicon.

timpul curselor de întoarcere aduc tranzistoarele $T1$ sau $T2$ în stare de conducție, legînd practic catodul vidiconului la plusul sursei E_E, ceea ce duce la blocarea tubului. În lipsa fie a baleiajului pe orizontală, fie pe verticală tranzistorul respectiv este adus în conducție datorită rezistențelor conectate în bază, ceea ce duce la conectarea permanentă a catodului la plusul sursei și deci la blocarea permanentă a tubului, prevenind astfel defectarea lui.

Unele circuite de protecție acționează simultan și asupra țintei, scurtcircuitînd-o la masă. O altă posibilitate de protecție constă în defocalizarea fasciculului de electroni.

4.2.6. CIRCUITE PENTRU REGLAREA INTENSITĂȚII CURENTULUI DE FASCICUL

Reglajul intensității curentului de fascicul se face prin utilizarea unui circuit simplu, care să realizeze o negativare reglabilă, în limite convenabile, a grilei de comandă G1 a tubului vidicon. Aceste limite trebuie alese astfel încît să se poată realiza „tăierea fasciculului" indiferent de starea circuitului de stingere.

În cazul cînd impulsurile de stingere se aplică pe catod, negativarea grilei G1 se realizează cu ajutorul unui simplu potențiometru (v. P_1 în figura 4.13). Potențiometrul este conectat la o sursă de tensiune de circa —60÷—100 V, tensiune bine filtrată, dar de cele mai multe ori nestabilizată ; dacă legătura de la cursorul potențiometrului la G1 este relativ lungă, un condensator de circa 0,1 μF se leagă între G1 și masă pentru atenuarea unor eventuale perturbații.

În cazul în care impulsurile de stingere se aplică pe G1, circuitul de reglaj al curentului de fascicul este ceva mai complicat.

O schemă practică a unui circuit mai complex, care asigură alături de stingere și protecția vidiconului și reglarea intensității curentului de

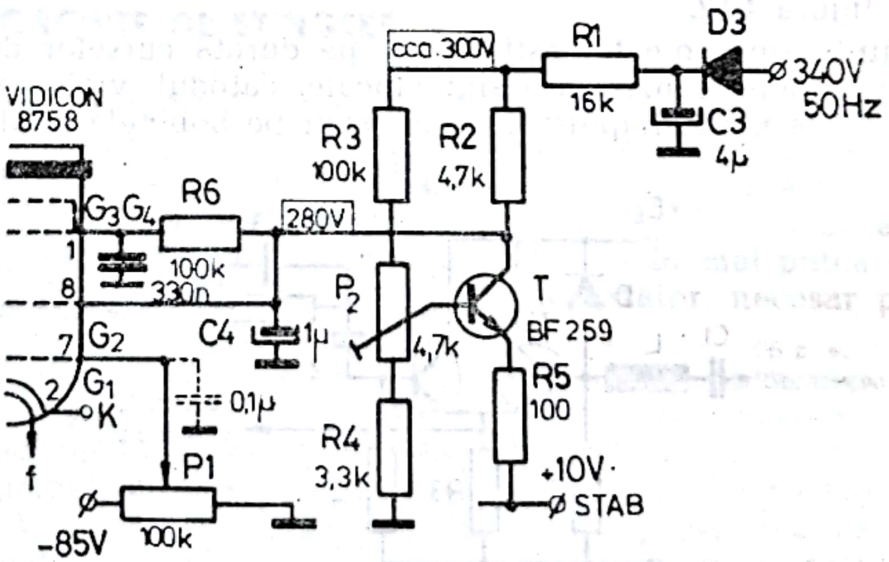


Fig. 4.13. Circuit pentru polarizarea grilelor G1÷G4 ale unui tub vidicon cu grila de cîmp integrală.

Scanned with OKEN Scanner

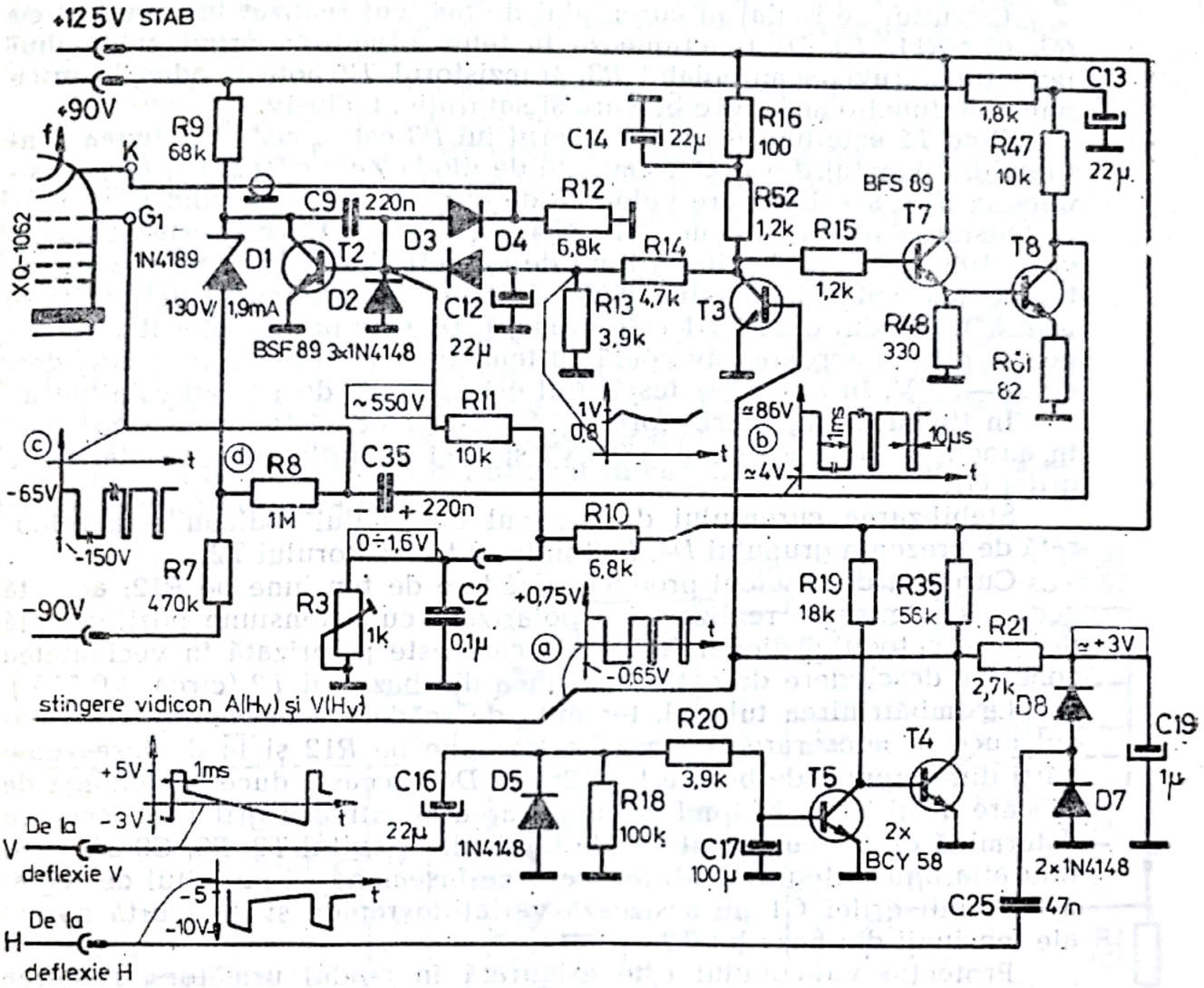


Fig. 4.14. Circuit complex pentru polarizarea catodului și grilei de comandă ale tubului vidicon din camera *K*2b. Valorile tensiunilor sînt date pentru funcționarea normală a circuitului.

fascicul precum și stabilizarea valorii lui este prezentată în figura 4.14. Circuitul, utilizat în camera compactă Tehnoton, funcționează în modul următor.

În condiții normale, cînd amplitudinea tensiunilor de baleiaj din punctele *V*, *H* (v. fig. 4.14) nu e mai mică de 50 % din valoarea nominală, *T*5 este saturat, *T*4 blocat. Tranzistorul *T*3 este comandat în bază cu semnalul de stingere complet al vidiconului, avînd forma și valorile orientative din diagrama *a* (v. fig. 4.14).

Impulsurile din colectorul său sînt amplificate și lățite în etajele realizate cu *T*7, *T*8 ; din colectorul lui *T*8 semnalul de stingere, cu amplitudinea vîrf-vîrf de circa 80÷90 V (v. diagrama *b*) este aplicat prin *C*35 pe grila *G*1, peste componenta continuă realizată în acest punct de circuitul de reglaj al curentului de fascicul (v. diagrama c). Tensiunile de ±90 V nefiind stabilizate, valorile din diagrame sînt orientative.

Scanned with OKEN Scanner

Circuitul de reglaj al curentului de fascicul realizat în principal cu *R3*, *R7*÷*R11*, *T2*, *D1* funcționează în felul următor: prin intermediul potențiometrului semireglabil *R3*, tranzistorul *T2* pote fi adus în orice punct de funcționare între blocare și saturație, inclusiv.

Cînd *T2* este blocat (deci cursorul lui *R3* este „sus") tensiunea continuă din punctul *d* este determinată de dioda Zener *D1* și *R7*, *R8*; tensiunea în *d* în acest caz are valoarea de circa 10 ÷ 20 V avînd în vedere, că tensiunea pe dioda Zener *D1* (N 4189, 130 V la 1,9 mA) este de numai circa 100 V, curentul prin ea fiind de circa 0,15 mA. În acest caz curentul de fascicul este maxim. Cînd *T2* este saturat (cursorul lui *R3* la „masă"), catodul diodei *D1* este la masă, *D1* este practic blocată, tensiunea în *d* fiind aproximativ egală cu tensiunea sursei de alimentare, deci circa —90 V. În acest caz fasciculul este „tăiat", deci tubul este blocat.

În timpul funcționării normale *D3* este blocată (tensiunea continuă în anodul ei fiind de circa +0,9 V) și deci nu influențează polarizarea grilei *G1*.

Stabilizarea curentului de fascicul al tubului vidicon este asigurată de prezența grupului *D4*, *R12* în baza tranzistorului *T2*.

Curentul de fascicul produce o cădere de tensiune pe *R12*; această cădere de tensiune realizează o polarizare cu o tensiune pozitivă față de masa catodului diodei *D4*, diodă care este polarizată în vecinătatea zonei de deschidere de către tensiunea din baza lui *T2* (circa +0,55 V).

La îmbătrînirea tubului, tendința de scădere a curentului de fascicul duce la micșorarea căderii de tensiune pe *R12* și la devierea unei părți din curentul de bază a lui *T2* prin *D4*; aceasta duce la tendința de blocare a lui *T2* și în final, la micșorarea negativării grilei *G1*, ceea ce determină creșterea curentului de fascicul. Circuitul *T2*, *R9*, *C9* are configurația unui integrator Miller, ceea ce înseamnă că circuitul de reglaj a tensiunii grilei *G1* nu sesizează variațiile rapide și de scurtă durată ale tensiunii din baza lui *T2*.

Protecția vidiconului este asigurată în modul următor: scăderea amplitudinilor tensiunilor provenite din circuitele de baleiaj (în punctele *V* și *H*) sub 50 % din valoarea nominală duc la blocarea tranzistorului *T3*, respectiv, prin saturarea lui *T4* sau lipsa (scăderea) tensiunii pozitive din catodul lui *D8*. Blocarea lui *T3* duce la saturarea lui *T2* și *T8* face ca în primul moment să se aplice pe *G1* tensiunea negativă (de cca. 150 V) de pe condensatorul *C35*, ceea ce duce la blocarea puternică a tubului. *C35* se descarcă apoi prin *R8* către sursele de +90 și —90 V, cu o constantă de timp de ordinul zecimilor de secundă (cca. 0,3″). Dacă blocarea lui *T3* se menține un timp mai îndelungat, blocarea permanentă a tubului este asigurată prin saturarea lui *T2*, ceea ce duce la blocarea diodei *D1* și la aplicarea pe grila *G1* a tensiunii —90 V, de la sursă, prin *R7*, *R8*.

4.2.7. CIRCUITE DE POLARIZARE A GRILELOR

Circuitele de polarizare a grilelor *G2*÷*G4* asigură tensiunile necesare pentru funcționarea vidiconului în regimul dorit. Tensiunile sînt de regulă stabilizate cu ajutorul unor stabilizatoare simple, cu diode

Scanned with OKEN Scanner

Zener sau stabilizatoare de tip paralel, ca în figura 4.13. În unele camere mai simple pot fi stabilizate numai tensiunile de polarizare a grilelor *G3*, *G4*.

Tensiunile sînt aplicate electrozilor prin intermediul unor celule de filtrare *RC* cu constante de timp în gama $10^{-4} \div 10^{-1}$ s.

Tensiunile de polarizare ale grilelor, la camerele simple, provin din redresarea unor tensiuni obținute din tensiunea de rețea prin intermediul transformatorului de alimentare, care este proiectat corespunzător (ca număr de înfășurări, tensiuni, putere).

La camerele cu performanțe ridicate, prevăzute printre altele cu posibilitatea de alimentare de la distanță, aceste tensiuni se obțin din tensiunea continuă de alimentare a camerei, prin intermediul unor convertoare de tensiune, comandate de regulă de impulsurile cu frecvența liniilor. Prin folosirea acestei frecvențe de lucru se reduce foarte mult volumul transformatoarelor și al circuitelor de filtrare.

Un astfel de circuit este cel utilizat în camera compactă produsă în țară, prezentat în figura 4.15, a.

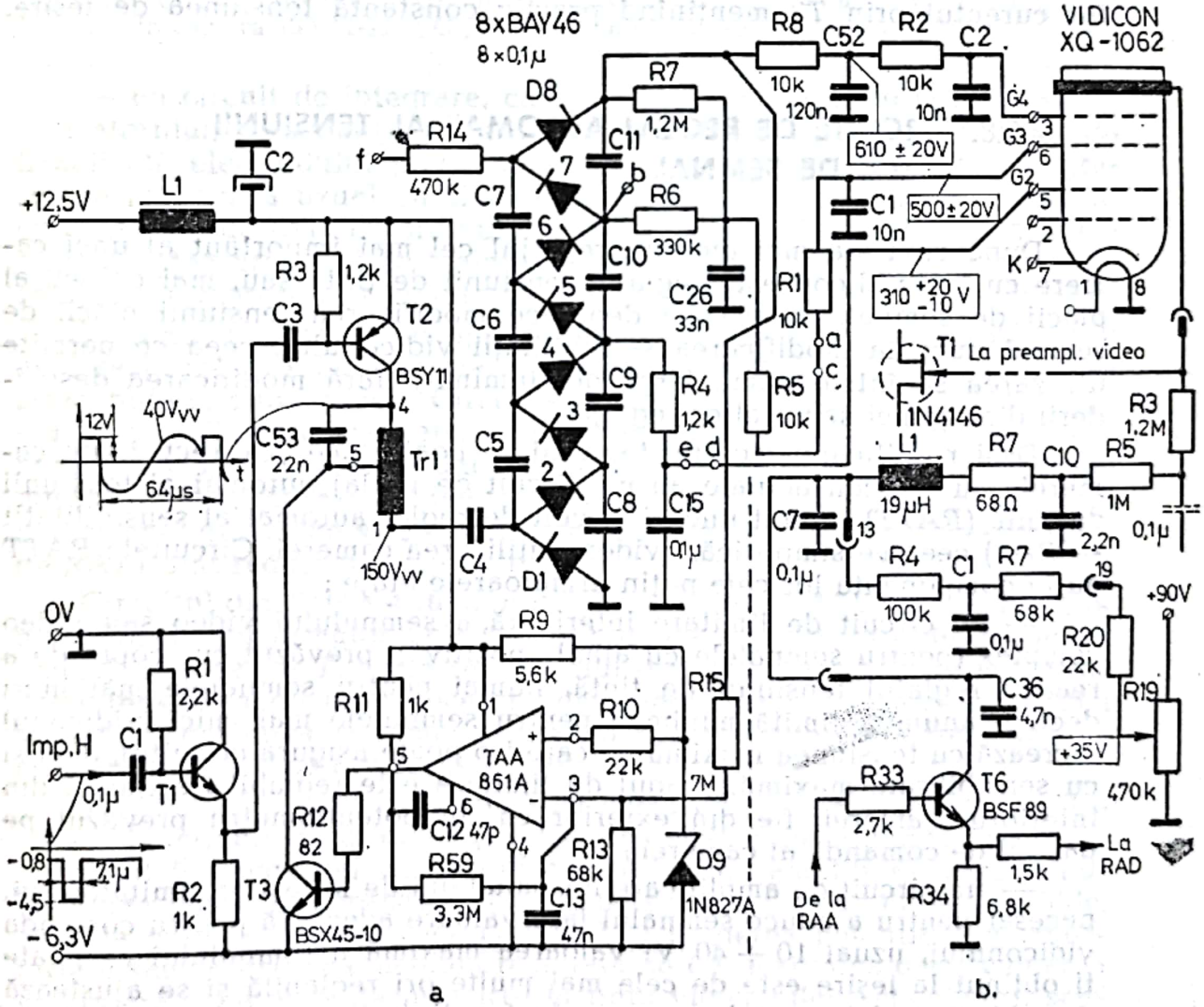


Fig. 4.15. Circuitele de polarizare ale grilelor *G2*÷*G4* (*a*) și circuitul de reglaj automat al sensibilității (*b*) din camera compactă K26 „Tehnoton".

Scanned with OKEN Scanner

Impulsurile cu frecvența liniilor sînt aplicate, prin intermediul repetorului realizat cu $T1$, la intrarea amplificatorului realizat cu $T2$. Acesta are ca sarcină un circuit acordat, format din $C53$ și autotransformatorul $Tr1$.

Oscilațiile de tensiune cu amplitudinea vîrf-vîrf de cca. 150 V sînt aplicate multiplicatorului de tensiune realizat cu $C4 \div C11$, și $D1 \div D8$ de la care se obțin tensiunile necesare pentru alimentarea anozilor $G2 \div G4$.

Circuitul de colector al tranzistorului $T2$ se închide prin $T3$, al cărui curent de colector determină, în final, valorile tensiunilor obținute la ieșirea multiplicatorului de tensiune. Stabilizarea acestor tensiuni se obține cu ajutorul amplificatorului operațional tip TAA 861 A la intrările căruia se aplică, pe de o parte tensiunea de referință obținută pe dioda Zener $D9$ ($U_z = 6{,}2$ V), iar pe de altă parte, tensiunea maximă de ieșire a multiplicatorului, prin intermediul divizorului $R15$, $R13$; tendința de modificare a tensiunii la ieșirea multiplicatorului este astfel sesizată de amplificatorul operațional, care comandă în mod corespunzător curentul prin $T3$ menținînd practic constantă tensiunea de ieșire.

4.2.8. CIRCUITE DE REGLAJ AUTOMAT AL TENSIUNII PLĂCII DE SEMNAL

După cum s-a mai amintit, reglajul cel mai important al unei camere cu tub vidicon este reglajul tensiunii de țintă sau, mai corect, al plăcii de semnal. Și aceasta deoarece modificarea tensiunii plăcii de semnal duce la modificarea sensibilității vidiconului, ceea ce permite utilizarea sa într-o gamă largă de iluminări, fără modificarea deschiderii diafragmei sau a altor reglaje.

Deși modificarea acestei tensiuni se poate face și direct, toate camerele cu vidicon actuale au un circuit de reglaj automat al tensiunii de țintă (*RATT*) (numit uneori circuit de reglaj automat al sensibilității — *RAS*) ceea ce simplifică, evident, utilizarea camerei. Circuitele *RATT* au în componența lor cele puțin următoarele etaje :

— un circuit de limitare inferioară a semnalului video sau video complex (pentru semnalele cu albul „pozitiv"), prevăzut cu scopul de a realiza reglajul tensiunii de țintă, numai pentru semnalele mai mari decît o anumită limită minimă ; pentru semnalele mai mici vidiconul lucrează cu tensiunea maximă pe care i-o poate asigura circuitul, deci și cu sensibilitate maximă. Pragul de limitare este reglabil fie numai din interiorul camerei, fie din exterior cu un potențiometru prevăzut pe panoul de comandă al camerei ;

— un circuit de amplificare a semnalului de la ieșirea limitatorului, necesar pentru a aduce semnalul la o valoare adecvată pentru comanda vidiconului, uzual $10 \div 40$ V; valoarea maximă a semnalului ce poate fi obținut la ieșire este de cele mai multe ori reglabilă și se ajustează de obicei de fabricant la punerea în funcțiune a camerei. Schimbarea vidiconului necesită un nou reglaj al acestei valori;

Scanned with OKEN Scanner

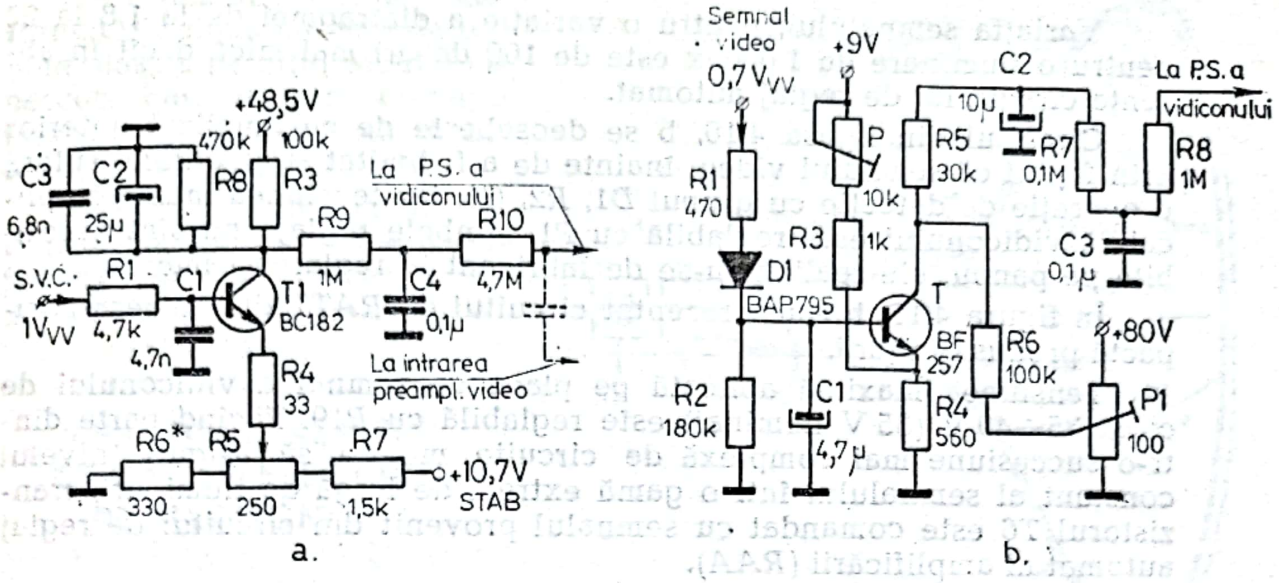


Fig. 4.16. Circuite de reglaj automat a tensiunii de țintă: *a* — circuitul utilizat în camera ITV11-11/F, G; *b* — circuitul utilizat în camera TP-K16.

— un circuit de integrare, care mediază semnalul de la ieșirea amplificatorului, în scopul obținerii unei tensiuni continue care să poată fi aplicată electrodului plăcii de semnal a țintei vidiconului; integrarea se realizează uzual cu simple celule *RC*, cel puțin două la număr, cu constante de timp de ordinul 0,1÷2 s. Vom menționa aici că în unele circuite integrarea se face înainte de limitare, iar în unele circuite există celule de integrare atît înainte de limitare cît și după amplificator.

Tensiunea obținută se aplică la placa de semnal prin intermediul unei rezistențe de valoare mare (1÷5 MΩ), pentru a nu șunta intrarea preamplificatorului video. Circuitul funcționează astfel, încît la creșterea iluminării scenei captate, crește amplitudinea semnalului video generat de vidicon, ceea ce duce la scăderea tensiunii aplicate pe țintă, micșorînd sensibilitatea vidiconului, ceea ce face ca, în final amplitudinea semnalului video să fie practic constantă. Schemele a două circuite de *RATT* sînt redate în figura 4.16.

Circuitul din figura 4.16, a, utilizat în camera ITV11-11F, G, funcționează în modul următor: cînd amplitudinea semnalului video complex aplicat în baza lui *T1*, prin intermediul grupului *R1*, *C1*, este mai mică decît tensiunea de prag necesară deschiderii sale, țintei vidiconului i se aplică tensiunea maximă pe care o poate da circuitul, tensiune de circa 40 V, fixată pe divizorul *R3*, *R8*.

Tensiunea de prag este egală cu suma dintre tensiunea de deschidere a joncțiunii *BE* a lui *T1* și tensiunea emitor-masă, fixată cu potențiometrul *R5*, accesibil pe panoul camerei. Cînd amplitudinea semnalului video complex depășește această tensiune de prag, *T1* se deschide, apariția curentului de colector ducînd la scăderea potențialului colectorului său. Tensiunea mediată rezultată pe *C4*, mai mică decît valoarea anterioară, este aplicată prin *R10* la ținta vidiconului, reducîndu-i sensibilitatea astfel, încît amplitudinea semnalului video va varia foarte puțin.

Scanned with OKEN Scanner

Variația semnalului, pentru o variație a diafragmei de la 1,8 la 22 pentru o iluminare de 1 000 lx este de 100 de ori mai mică decît în absența circuitului de reglaj automat.

Circuitul din figura 4.16, b se deosebește de cel analizat anterior prin faptul că semnalul video, înainte de a fi limitat și amplificat suferă o operație de detecție cu grupul *D*1, *R*2, *C*1, iar tensiunea maximă aplicabilă vidiconului este reglabilă cu *P*1. Ambele reglaje nu sînt accesibile pe panou, ele realizîndu-se de fabricant la reglarea camerei.

În figura 4.15, b este prezentat circuitul de *RATT* din camera compactă produsă în țară.

Tensiunea maximă aplicată pe placa de semnal a vidiconului de circa 35÷40 V (35 V nominal) este reglabilă cu *R*19. Făcînd parte dintr-o succesiune mai complexă de circuite menite să asigure nivelul constant al semnalului într-o gamă extrem de largă de iluminări, tranzistorul *T*6 este comandat cu semnalul provenit din circuitul de reglaj automat al amplificării (*RAA*).

Acest semnal provine din semnalul video complex și este obținut în urma operațiilor de detecție, mediere și limitare. Cu semnalul din emitor se comandă circuitul de reglaj automat al deschiderii diafragmei, *RAD*.

Eficacitatea acestui reglaj este 1/3 000, iar eficacitatea totală a sistemului $RAA+RATT\ (RAS)+RAD$ este de $1/4\times1/3\,000\times1/83{,}3=1/10^6$.

4.3. TUBUL CINESCOP

În urma unui proces de explorare similar cu cel de la captare, la capătul canalului de comunicație este sintetizată imaginea originală. Acest proces de sintetizare a imaginii originale poartă numele de redare a imaginii și se realizează cu ajutorul unui traductor semnal electric-lumină, de obicei un tub cinescop.

Tubul cinescop este un tub cu fascicul de electroni, focalizat pe suprafața ecranului. Datorită unui proces de deflexie pe orizontală și pe verticală, similar cu cel de la captare, poziția fasciculului de electroni se modifică continuu pe suprafața ecranului. Pentru a se obține pe ecran o imagine, fasciculul de electroni este supus unui proces de modulație a intensității cu ajutorul semnalului video aplicat pe electrodul de comandă al tubului cinescop. Ca urmare, funcție de intensitatea fasciculului de electroni (densitatea fluxului de electroni), ecranul fluorescent devine mai luminos sau mai puțin luminos în punctul unde este bombardat de fasciculul de electroni.

În figura 4.17 se prezintă structura unui tub cinescop alb-negru cu focalizare electrostatică și deflexie electromagnetică. Se remarcă existența a trei părți principale :

— sistemul electrono-optic (denumit și tun electronic), care asigură obținerea unui fascicul îngust de electroni, modulat în intensitate ;

Scanned with OKEN Scanner

— sistemul de deflexie, format din două perechi de bobine plasate pe gîtul tubului cinescop, care asigură deviația fasciculului de electroni în interiorul tubului ;

— ecranul fluorescent, care transformă energia cinetică a fasciculului de electroni în energie luminoasă.

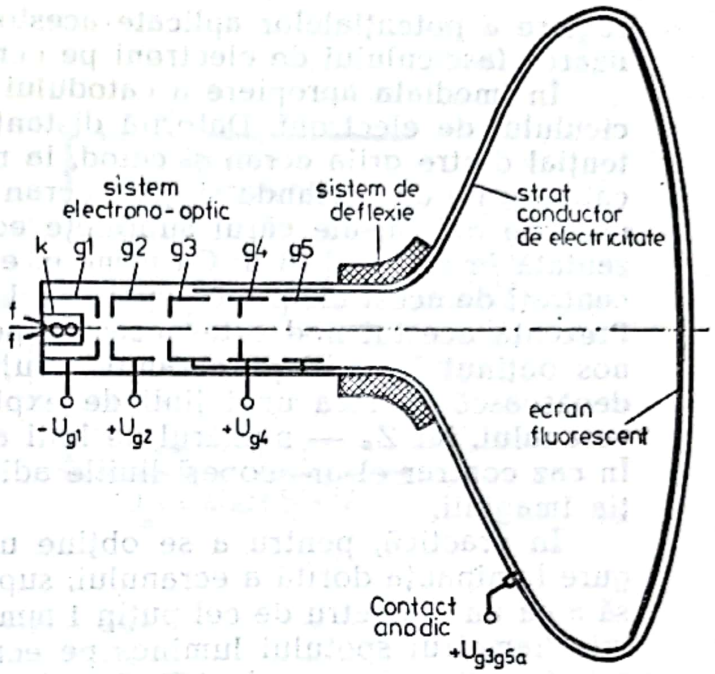


Fig. 4.17. Structura unui tub cinescop alb-negru cu focalizare electrostatică și deflexie electromagnetică.

4.3.1. FORMAREA ȘI COMANDA FASCICULULUI DE ELECTRONI

4.3.1.1. FOCALIZAREA FASCICULULUI DE ELECTRONI

Fasciculul de electroni este generat în interiorul tubului de un ansamblu de electrozi, denumit tun electronic (v. fig. 4.17). Catodul *k*, încălzit indirect, servește ca sursă primară de electroni. Acești electroni se deplasează de la catod spre grila ecran, *g2*, sub influența cîmpului de accelerare care există între catod și grila ecran. Grila de comandă, *g1*, este mai negativă decît catodul, iar intensitatea cîmpului de accelerare și deci curentul de fascicul se micșorează la creșterea negativării grilei de comandă. Mai mult, cînd grila de comandă este făcută suficient de negativă, se asigură blocarea curentului de fascicul prin tub. În concluzie, rolul grilei de comandă este de a comanda, în funcție de negativarea acesteia față de catod, densitatea fluxului de electroni ai fasciculului și prin aceasta energia fasciculului care cade pe ecran. În acest fel, luminanța punctului respectiv de pe ecran devine o funcție de tensiunea aplicată grilei de comandă.

În tuburile cinescop se folosește focalizarea electrostatică, care prezintă următoarele avantaje : consumă mai puțină putere, prezintă dimensiuni mai mici pentru aceleași dimensiuni ale ecranului și este mai puțin sensibilă la variațiile tensiunii de alimentare și ale temperaturii de lucru. Cîmpul electrostatic care realizează focalizarea este generat de niște cilindri metalici coaxiali prevăzuți cu diafragme.

Dacă un electron intră într-un cîmp electrostatic sub un unghi față de normala la suprafețele echipotențiale ale cîmpului, traiectoria lui tinde să se curbeze în așa fel încît să devină normală la suprafețele echipotențiale. Raza de curbură a traiectoriei în orice punct este determinată de viteza electronului și de componenta cîmpului, perpendiculară la direcția de mișcare. Prin alegerea corespunzătoare a formei și dimensiunii cilindrilor, precum și a distanței dintre aceștia și printr-o

Scanned with OKEN Scanner

reglare a potențialelor aplicate acestor electrozi, se poate obține focalizarea fasciculului de electroni pe ecranul tubului cinescop.

În imediata apropiere a catodului are loc o primă focalizare a fasciculului de electroni. Datorită distanței mici și diferenței mari de potențial dintre grila ecran și catod, ia naștere în regiunea cuprinsă între catod, grila de comandă și grila ecran un cîmp electrostatic intens, cu simetrie axială, ale cărui suprafețe echipotențiale au configurația prezentată în figura 4.18, a. Ca urmare, electronii emiși de catod sînt concentrați de acest cîmp într-un fascicul îngust, caracterizat printr-un nod. Prezența acestui nod este necesară pentru ca diametrul spotului luminos obținut în final pe ecranul tubului cinescop (v. fig. 4.18, c) să nu depășească lățimea unei linii de explorare, $\delta = h/Z_a$ (h fiind înălțimea ecranului, iar Z_a — numărul de linii active dintr-un cadru de imagine). În caz contrar el ar acoperi liniile adiacente și astfel ar micșora definiția imaginii.

În practică, pentru a se obține un curent de fascicul care să asigure luminanța dorită a ecranului, suprafața emisivă a catodului trebuie să aibă un diametru de cel puțin 1 mm. În aceste condiții, în lipsa nodului, diametrul spotului luminos pe ecran ar fi de cel puțin 3 mm, fiind astfel mult mai mare decît lățimea unei linii de explorare. Prin formarea nodulului de fascicul, al cărui diametru este o fracțiune din acela al suprafeței emisive a catodului, rezultă o micșorare corespunzătoare a dimensiunii spotului luminos pe suprafața ecranului. În concluzie, prima focalizare a fasciculului de electroni asigură o îngustare a acestuia, ca și cum emisia de electroni ar avea loc din nodul fasciculului. Prezența grilei ecran, menținută la un potențial fix, asigură o mai mare independență de reglaj a luminanței și focalizării spotului luminos pe ecran.

Sub influența cîmpului de accelerare, determinat de înalta tensiune U_{g3g5a} aplicată anodului principal al tubului prin contactul anodic (v. fig. 4.17), electronii se deplasează din nod spre ecran sub forma unui fascicul divergent. Focalizarea propriu-zisă este realizată de către cîmpul de focalizare cu simetrie axială creat între cei doi electrozi cilindrici coaxiali : grila de focalizare, $g4$, și grila de accelerare (anodul principal), $g5$. Trecînd prin cîmpul de focalizare, fasciculul divergent devine convergent. Prin ajustarea diferenței de potențial dintre cei doi electrozi, este posibil să se asigure convergența fasciculului într-un punct pe suprafața ecranului fluorescent.

În figura 4.18, b se prezintă acțiunea de focalizare a fasciculului de electroni de către cîmpul electrostatic. Electronul intră în cîmpul de focalizare cu viteza inițială v_1. Acțiunea cîmpului electric asupra electronului se manifestă prin prezența unei noi componente a vitezei, v_{f1}, normală la suprafața echipotențială în punctul a. Viteza rezultantă v (și, ca o consecință, noua direcție în care se deplasează electronul) este suma vectorială a lui v_1 și v_{f1}. Ca urmare, în deplasarea de la stînga la dreapta, traiectoria electronului tinde să se curbeze din ce în ce mai mult spre axa tubului, rezultînd un efect de focalizare asupra fasciculului de electroni.

Linia AB marchează poziția suprafeței echipotențiale a cîmpului de focalizare, caracterizată prin faptul că perpendicularele la această

Scanned with OKEN Scanner

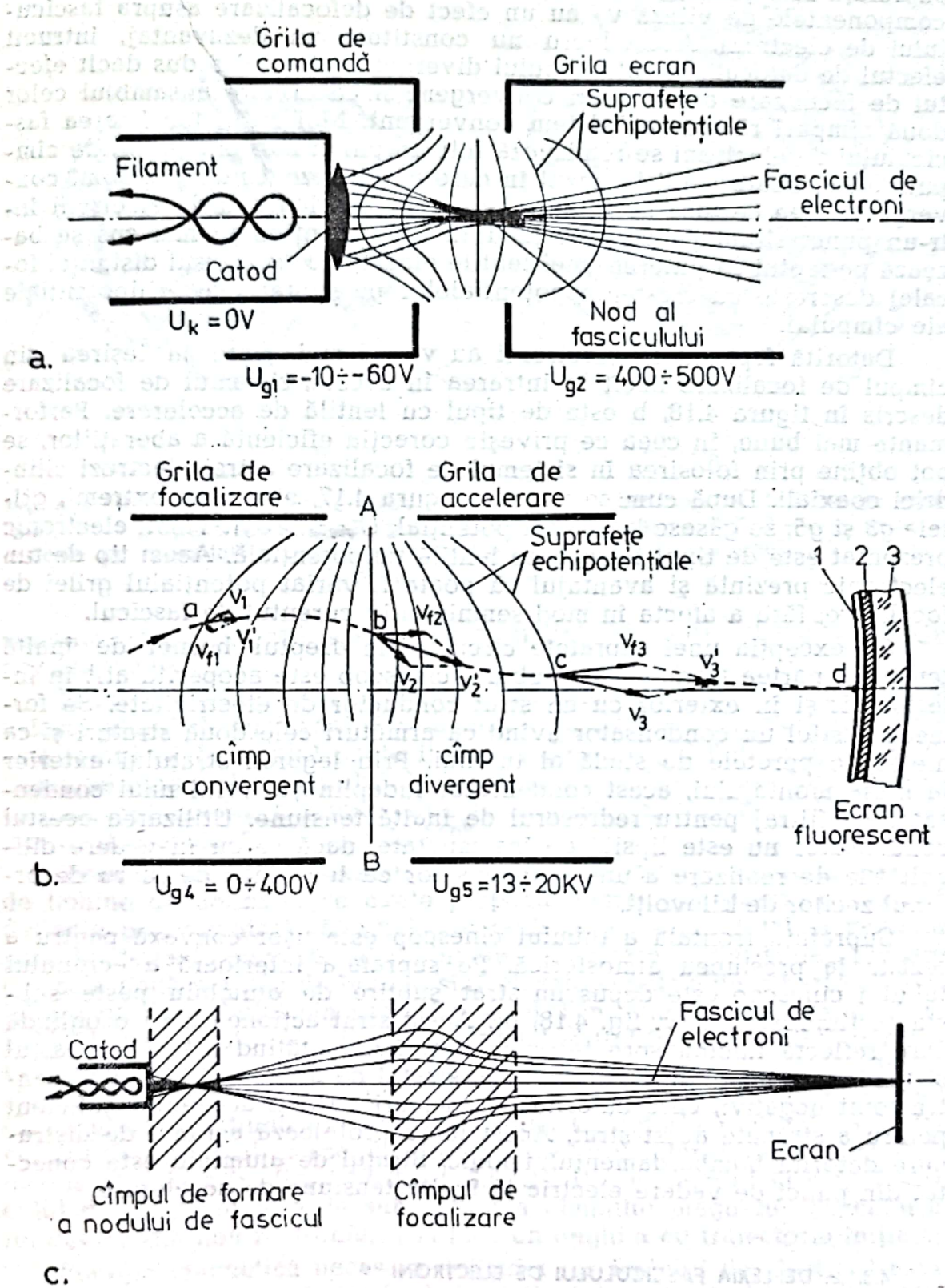


Fig. 4.18. Funcționarea sistemului de focalizare electrostatică într-un tub cinescop : a — formarea nodului de fascicul ; b — acțiunea de focalizare a fasciculului de electroni și structura ecranului fluorescent aluminizat : 1 — strat subțire de aluminiu ; 2 — luminofor ; 3 — filtru de sticlă neutru c.

Scanned with OKEN Scanner

suprafață sînt paralele cu axa tubului. La dreapta acestei suprafețe componentele de viteză v_r au un efect de defocalizare asupra fasciculului de electroni. Acest lucru nu constituie un dezavantaj, întrucît efectul de defocalizare al cîmpului divergent este mai redus decît efectul de focalizare al cîmpului convergent și ca urmare ansamblul celor două cîmpuri rămîne un sistem convergent. Mai mult, focalizarea fasciculului de electroni se realizează într-un punct mai îndepărtat de cîmpul de focalizare decît în cazul în care ar fi prezent numai cîmpul convergent, ceea ce face posibilă convergența fasciculului de electroni într-un punct situat pe ecranul tubului. Cele menționate mai sus se bazează pe faptul că puterea unei lentile electronice (inversul distanței focale) descrește cu creșterea potențialelor pe suprafețele echipotențiale ale cîmpului.

Datorită faptului că electronii au viteză mai mare la ieșirea din cîmpul de focalizare decît la intrarea în acesta, sistemul de focalizare descris în figura 4.18, b este de tipul cu lentilă de accelerare. Performanțe mai bune, în ceea ce privește corecția eficientă a aberațiilor, se pot obține prin folosirea în sistemul de focalizare a trei electrozi cilindrici coaxiali. După cum se vede în figura 4.17, electrozii extremi, grilele $g3$ și $g5$, se găsesc la același potențial, $U_{g3g5a} > U_{g4}$. Tunul electronic prezentat este de tipul tetrodă cu lentilă unipotențială. Acest tip de tun electronic prezintă și avantajul că poate fi variat potențialul grilei de focalizare, fără a afecta în mod semnificativ curentul de fascicul.

Cu excepția unei suprafețe circulare în dreptul bornei de înaltă tensiune, partea tronconică a tubului cinescop este acoperită atît în interior cît și în exterior cu un strat conductor de electricitate. Se formează astfel un condensator avînd ca armături cele două straturi și ca dielectric peretele de sticlă al tubului. Prin legarea stratului exterior la masa montajului, acest condensator îndeplinește rolul unui condensator de filtraj pentru redresorul de înaltă tensiune. Utilizarea acestui condensator nu este lipsită de însemnătate, dacă se au în vedere dificultățile de realizare a unui condensator cu tensiunea de lucru de ordinul zecilor de kilovolți.

Suprafața frontală a tubului cinescop este ușor convexă pentru a rezista la presiunea atmosferică. Pe suprafața interioară a ecranului tubului cinescop este depus un strat subțire de aluminiu peste substanța fluorescentă (v. fig. 4.18, b). Acest strat acționează ca o oglindă care reflectă lumina spre telespectator, îmbunătățind astfel contrastul și luminanța imaginii. De asemenea, stratul de aluminiu este opac pentru ionii negativi, care datorită masei mari nu sînt accelerați suficient pentru a străbate acest strat. Acest lucru protejează ecranul de distrugere datorită bombardamentului ionic. Stratul de aluminiu este conectat din punct de vedere electric la înalta tensiune de accelerare.

4.3.1.2. DEFLEXIA FASCICULULUI DE ELECTRONI

O altă formă de comandă a fasciculului de electroni, efectuată de tubul cinescop, este deflexia fasciculului. Obiectivul acestei comenzi este deviația fasciculului pe orizontală și pe verticală. În acest fel se

Scanned with OKEN Scanner

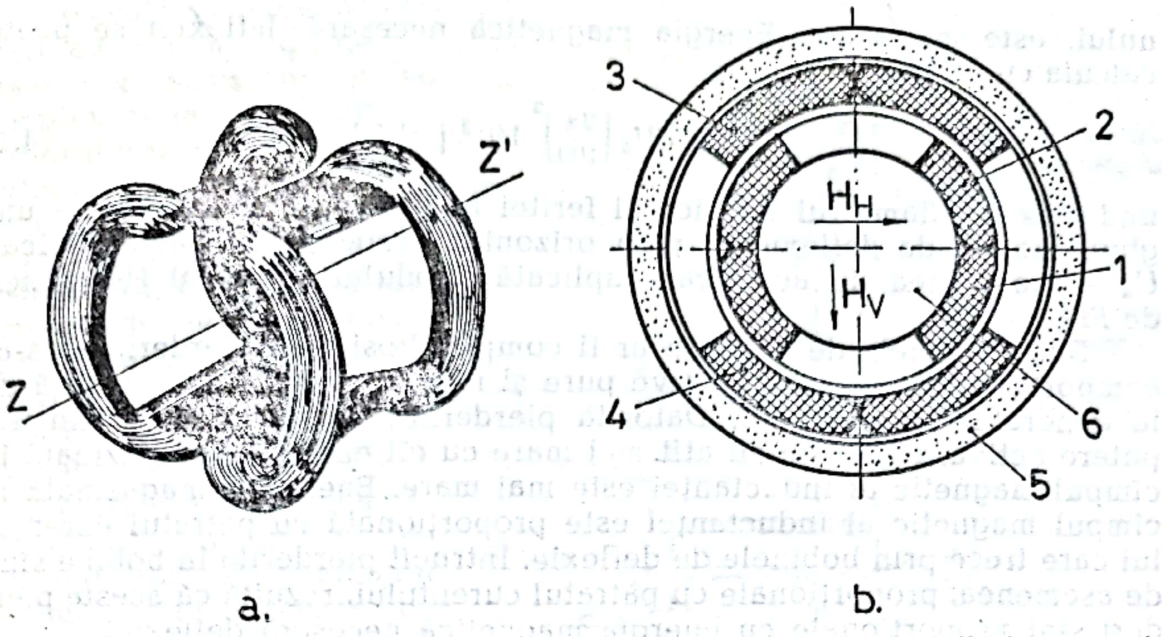


Fig. 4.19. Sistemul de deflexie electromagnetic: a — bobinele de deflexie pe verticală; b — secțiune transversală prin sistemul de deflexie: 1 și 2 — bobinele de deflexie pe orizontală; 3 și 4 — bobinele de deflexie pe verticală; 5 — inelul de ferită; 6 — gîtul tubului.

sintetizează pe ecranul tubului, linie cu linie și cadru cu cadru, imaginea televizată.

În tuburile cinescop moderne se folosește deflexia electromagnetică a fasciculului de electroni. Un avantaj al deflexiei electromagnetice este faptul că fasciculul poate fi deviat de-a lungul unui unghi de deflexie pe diagonala ecranului destul de mare, fără a se produce o defocalizare apreciabilă a fasciculului. În prezent, unghiul de deflexie maxim pe diagonală, $2\alpha_{max}$, este de 110°.

Sistemul de deflexie electromagnetic este format din două perechi de bobine de deflexie, cu axele perpendiculare; o pereche realizează deflexia pe orizontală (bobinele de deflexie pe orizontală) și cealaltă pereche deflexia pe verticală (bobinele de deflexie pe verticală). Fiecare din cele două perechi de bobine sînt plasate simetric de o parte și cealaltă a gîtului tubului cinescop (fig. 4.19). Din punct de vedere electric, bobinele sînt legate în serie sau în paralel, astfel încît fluxurile lor magnetice să se adune. La trecerea prin bobine a curentului de deflexie, cîmpul magnetic rezultant va acționa asupra fasciculului de electroni. Ca rezultat al acțiunii cîmpului magnetic, traiectoria rectilinie a fasciculului de electroni, perpendiculară pe vectorul intensitate al cîmpului, devine circulară (v. fig. 5.17 din § 5.5.1.1). Din momentul în care fasciculul de electroni iese de sub acțiunea cîmpului magnetic, traiectoria lui devine din nou rectilinie, însă face un unghi α cu traiectoria inițială.

Energia magnetică necesară deflexiei fasciculului de electroni este cu atît mai mare cu cît unghiul de deflexie maxim în plan orizontal, respectiv, în plan vertical este mai mare (în prezent aceste unghiuri sînt de 99° și, respectiv, de 82°) și cu cît tensiunea de accelerare (*FIT*) aplicată anodului tubului cinescop, care este funcție de diagonala ecra-

Scanned with OKEN Scanner

nului, este mai mare. Energia magnetică necesară deflexiei se poate calcula cu relația [51]:

$$E_m = 28\, dU_a \left(\frac{2\alpha}{100}\right)^3 10^{-3}\ [\text{mWs}], \qquad (4.4)$$

unde d este diametrul interior al feritei bobinei de deflexie, 2α — unghiul maxim de deflexie în plan orizontal, respectiv, în plan vertical, U_a — tensiunea de accelerare aplicată anodului principal (tensiunea de *FIT*).

Dacă bobinele de deflexie ar fi complet lipsite de pierderi, ele s-ar comporta ca reactanțe inductive pure și n-ar consuma putere activă de la generatorul de baleiaj. Datorită pierderilor se consumă o anumită putere activă, care este cu atît mai mare cu cît energia înmagazinată în cîmpul magnetic al inductanței este mai mare. Energia înmagazinată în cîmpul magnetic al inductanței este proporțională cu pătratul curentului care trece prin bobinele de deflexie. Întrucît pierderile în bobine sînt, de asemenea, proporționale cu pătratul curentului, rezultă că aceste pierderi sînt proporționale cu energia magnetică necesară deflexiei.

4.3.1.3. MODULAȚIA FASCICULULUI DE ELECTRONI

Procesul, prin care intensitatea curentului de fascicul al tubului cinescop se modifică în ritmul semnalului video aplicat între grila de comandă și catod, este cunoscut sub denumirea de modulație a fasciculului de electroni. Întrucît luminanța spotului luminos obținut pe ecran este proporțională cu curentul de fascicul, rezultă o modificare a luminanței ecranului, funcție de semnalul video de comandă.

În figura 4.20 este prezentată caracteristica de modulație a tubului cinescop, adică dependența dintre curentul de fascicul, i_f, și tensiunea grilei de comandă față de catod, $-u_{g1k}$ avînd ca parametru tensiunea grilei ecran față de catod. Deoarece luminanța ecranului este proporțională cu curentul de fascicul, tubul cinescop poate fi definit prin caracteristica de transfer, care exprimă dependența dintre luminanța ecranului, L, și tensiunea aplicată grilei de comandă față de catod, $-u_{g1k}$.

În scopul de a se asigura o fiabilitate corespunzătoare pentru redresorul de foarte înaltă tensiune (*FIT*) și implicit pentru etajul final de baleiaj pe orizontală, cît și pentru tubul cinescop, curentul de fascicul nu trebuie să depășească 300 μA. La acest curent și o tensiune de *FIT* de 16÷17 kV se asigură o luminanță a ecranului la limita fiziologică a sistemului vizual al omului. Mai mult, la un curent de fascicul mai mare decît 150 μA începe să se strice focalizarea și să se observe o umflare a imaginii din cauza scăderii tensiunii de *FIT*. La un curent de 300 μA, datorită rezistenței interne de 5÷6 Mohmi a redresorului de *FIT*, tensiunea de *FIT* scade cu circa 1,5÷1,8 kV, la care umflarea imaginii poate atinge 20÷25 mm la tuburile cinescop cu diagonala de 61 cm.

La tuburile cinescop moderne se asigură o luminanță corespunzătoare a ecranului la un curent de fascicul de 60÷120 μA. Ca urmare, negativarea grilei de comandă față de catod nu trebuie să scadă sub valoarea de —40÷—45 V (v. fig. 4.20). Pe de altă parte, pentru a se ob-

Scanned with OKEN Scanner

ține o valoare corespunzătoare a contrastului, este necesar ca semnalul video complex de la ieșirea amplificatorului final video să prezinte, între nivelul de alb și cel de negru, o amplitudine de cel puțin 50÷60 V. În aceste condiții, blocarea fasciculului de electroni trebuie să se realizeze pentru o negativare a grilei de comandă față de catod, $-U_{bl}$, mai mare decît —100 V.

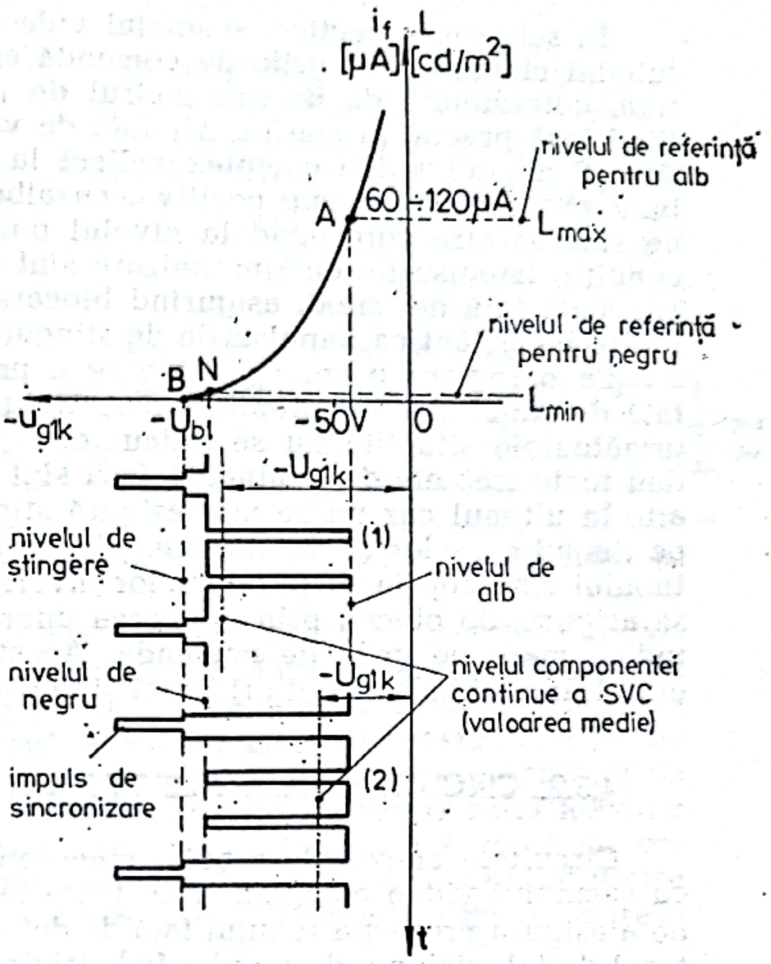


Fig. 4.20. Aplicarea corectă a semnalului video complex la electrodul de comandă al tubului cinescop (în raport cu caracteristica de modulație a tubului): (1) — imaginea formată din două bare verticale albe pe un fond negru: (2) — imaginea formată din două bare verticale negre pe un fond alb.

Pentru ca imaginea de televiziune să fie redată corect (contrast și luminanță maximă) este necesar ca semnalul video complex să se aplice la electrodul de comandă al tubului cinescop cu o astfel de polaritate și amplitudine, încît, pe caracteristica de transfer a tubului, punctele de funcționare corespunzătoare luminanței maxime (A), și luminanței minime (N) să fie determinate de nivelul de alb și, respectiv, de nivelul de negru din semnalul video complex. În acest scop, receptoarele de televiziune sînt prevăzute cu reglaje de luminanță și de contrast. Reglajul de luminanță modifică negativarea grilei de comandă față de catod, asigurînd astfel modificarea nivelului de referință pentru alb funcție de condițiile de iluminare din exterior. Reglajul de contrast asigură, prin modificarea amplitudinii semnalului video complex, ca palierele impulsurilor de stingere să se găsească la nivelul tensiunii de blocare a tubului, $-U_{bl}$. În acest fel se asigură stingerea completă a fasciculului în timpul curselor de întoarcere.

Necesitatea blocării fasciculului de electroni în timpul curselor de întoarcere pe orizontală se explică prin faptul că, în caz contrar pe ecran s-ar forma două rastre, unul pe timpul cursei directe și celălalt pe timpul cursei inverse a fasciculului. Deși luminanța rastrului pe timpul cursei inverse este substanțial mai mică decît pe timpul cursei directe, prezența lui ar determina o creștere a luminanței părții întunecate din imagine, adică o scădere a contrastului imaginii L_{max}/L_{min}. Mai mult, pe timpul curselor de întoarcere pe verticală ar apare pe imagine o structură de linii luminoase orizontale.

Scanned with OKEN Scanner

În schemele practice, semnalul video complex se aplică la catodul tubului cinescop, iar grila de comandă este menținută la o tensiune fixă, determinată de potențiometrul de reglare a luminanței imaginii, fiind însă practic la masă din punct de vedere al componentei alternative. Semnalul video complex aplicat la catodul tubului cinescop trebuie să fie de polaritate pozitivă, cu albul negativ (vîrful impulsurilor de sincronizare corespund la nivelul pozitiv cel mai mare). În aceste condiții, impulsurile de sincronizare sînt în sensul negativării grilei de comandă față de catod, asigurînd blocarea curentului de fascicul. Este foarte important ca impulsurile de stingere să fie fixate la același nivel.

La o reglare necorespunzătoare a negativării grilei de comandă față de catod și a amplitudinii semnalului video complex, pot să apară următoarele situații: nu se redau toate treptele de luminanță; se redau toate treptele de luminanță însă sînt deplasate spre negru sau spre alb. În ultimul caz nu se mai asigură stingerea completă a fasciculului pe timpul curselor de întoarcere. Din acest motiv, blocarea fasciculului tubului cinescop în timpul curselor inverse pe orizontală și pe verticală se asigură, de obicei, prin aplicarea unor impulsuri negative de amplitudine mare pe grila de comandă. Aceste impulsuri sînt preluate din etajul final al baleiajului orizontal și vertical.

4.3.2. CIRCUITE ANEXE ALE TUBULUI CINESCOP

Circuitele anexe ale tubului cinescop au rolul de a alimenta tubul cu semnalul video complex și cu toate tensiunile necesare electrozilor, de a asigura protecția tubului față de defecțiunile ce pot apare în receptorul de televiziune, de a evita îmbătrînirea tubului la o funcționare îndelungată fără semnal de imagine, de a proteja circuitele din receptorul de televiziune (de exemplu, tranzistorul final video, tranzistorul final din baleiajul pe orizontală, sincroprocesorul) față de supratensiunile datorate descărcărilor din tub.

În cele ce urmează se prezintă doar circuitul pentru limitarea curentului de fascicul și circuitul pentru blocarea curentului de fascicul în scopul de a evita apariția unui punct luminos în centrul ecranului tubului cinescop, la deconectarea de la rețea a receptorului de televiziune.

4.3.2.1. CIRCUIT PENTRU LIMITAREA CURENTULUI DE FASCICUL

În receptorul de televiziune cu circuite integrate „Electronica" [52] limitarea curentului de fascicul este asigurată de grupul *D*302, *C*303 și *R*308 (fig. 4.21). Cu ajutorul potențiometrului de luminozitate, *R*716, potențialul grilei de comandă poate fi variat între —50 V și +55 V. În funcție de conținutul imaginii (imagine cu mult alb, respectiv, cu mult negru) și de poziția potențiometrului de contrast (contrast maxim, respectiv, contrast minim), componenta continuă a tensiunii pe colectorul tranzistorului final video (v. fig. 6.43 din § 6.7) ia valori între 75 V și 100 V. Această tensiune se aplică de fapt și anodului diodei *D*302.

Cît timp curentul de fascicul este mai mic decît valoarea limită prestabilită (300 μA sau mai mică), căderea de tensiune care apare pe rezistorul *R*308, datorată în principal curentului de fascicul, nu atinge ni-

Scanned with OKEN Scanner

velul tensiunii din anodul diodei și, ca urmare, dioda *D*302 se găsește în stare de conducție. În aceste condiții, tensiunea pe catodul tubului cinescop urmărește tensiunea din colectorul tranzistorului, fiind practic diferită cu 1 V din cauza căderii de tensiune pe dioda *D*302 și pe rezistorul serie *R*309. Acest rezistor se introduce cu scopul de o proteja tranzistorul final video la descărcările din tubul cinescop.

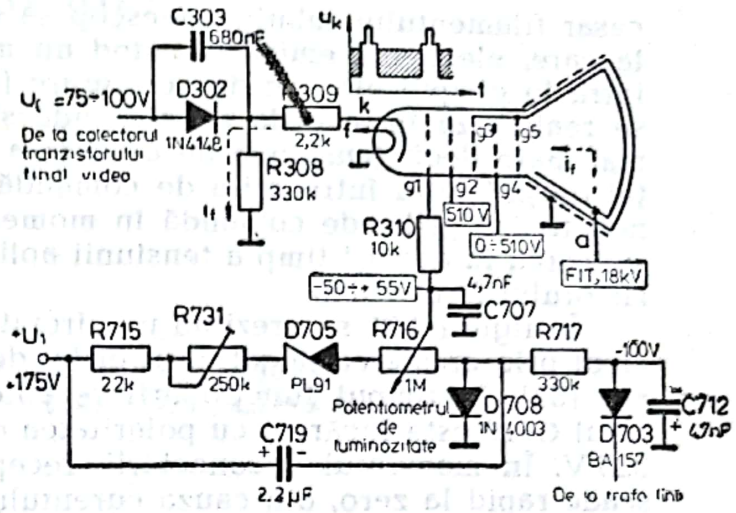


Fig. 4.21. Circuitele anexe ale tubului cinescop.

Cînd curentul de fascicul atinge valoarea limită prestabilită, căderea de tensiune pe rezistorul *R*308 determină blocarea diodei. Trecerea semnalului video complex spre catodul tubului se face prin condensatorul *C*303. În aceste condiții, tensiunea pe catodul tubului crește proporțional cu curentul de fascicul, adică cu mărirea tensiunii grilei de comandă. Se constată apariția unui proces de limitare a curentului de fascicul, care se explică în felul următor: datorită rezistorului *R*308 de valoare mare, o creștere însemnată a tensiunii aplicată grilei de comandă se traduce printr-o variație mică a diferenței de potențial dintre grila de comandă și catod, ceea ce are ca efect o creștere mică a curentului de fascicul.

Procesul de limitare a curentului de fascicul este valabil și în cazul recepției unei imagini cu conținut variabil, în care caz apar variații importante ale curentului de fascicul, prin modificarea tensiunii din colectorul tranzistorului final cu 5 pînă la 25 V. Datorită condensatorului se asigură o polarizare dinamică a catodului tubului, funcție de amplitudinea semnalului video complex. Ca urmare, apare o pozitivare suplimentară a catodului în curent continuu. Prin aceasta se împiedică și în regim dinamic depășirea valorii prescrise pentru curentul de fascicul.

4.3.2.2. CIRCUIT PENTRU BLOCAREA CURENTULUI DE FASCICUL LA DECONECTAREA DE LA REȚEA A RECEPTORULUI DE TELEVIZIUNE

Pentru a evita distrugerea stratului de aluminiu și a luminoforului în centrul ecranului tubului cinescop la deconectarea receptorului de televiziune de la rețea, acesta este prevăzut cu un circuit care are rolul de a înlătura posibilitatea concentrării fasciculului de electroni, sub forma unui punct luminos pe ecran, cînd blocurile de deflexie ies din funcțiune.

De obicei, evitarea punctului luminos din centrul ecranului la deconectarea receptorului se face prin blocarea curentului de fascicul. Această blocare trebuie să dureze cel puțin un timp egal cu timpul ne-

Scanned with OKEN Scanner

cesar filamentului tubului cinescop să se răcească pînă la temperatura la care, electronii emişi de catod nu mai au viteza necesară pentru a intra în cîmpul electric de accelerare (circa 22 secunde). În acest scop se realizează între grila de comandă şi catod o diferenţă de potenţial mai mare decît tensiunea de blocare a tubului, $-U_{bc}$. Mărirea diferenţei de potenţial între grila de comandă şi catod se face prin creşterea negativării grilei de comandă în momentul deconectării receptorului şi ridicarea în acelaşi timp a tensiunii aplicate la catod prin blocarea tranzistorului final video.

În figura 4.21 se prezintă un circuit de blocare al curentului de fascicul prin creşterea negativării grilei de comandă, echipat cu diodă Zener [52]. În timpul funcţionării receptorului de televiziune condensatorul *C719* este încărcat cu polaritatea din figură, la o tensiune de circa 225 V. În momentul deconectării receptorului, tensiunea de +175 V scade rapid la zero, din cauza curentului destul de mare, absorbit de la această sursă. Din acest motiv se poate considera că, în momentul deconectării receptorului, armătura pozitivă a condensatorului *C719* este legată la masă. În această situaţie condensatorul *C719* încarcă prin rezistorul *R717* condensatorul *C712* la circa —200 V, realizînd şi o negativare mare a grilei de comandă prin potenţiometrul de luminozitate *R716*.

Condensatorul *C719* se va descărca timp de circa 20 secunde (pînă se răceşte catodul) prin rezistenţa grilă-catod a tubului şi prin rezistoarele *R309*, *R308*. După aceea descărcarea condensatorului are loc numai prin rezistenţa de fugă proprie şi rezistenţa de fugă a condensatorului *C712*. Constanta de timp de descărcare a condensatorului este de circa 2÷3 ore. Condensatorul *C719* nu se poate descărca prin rezistoarele montate în paralel cu acesta întrucît dioda Zener *D705* este blocată. Rolul diodei Zener este de a întrerupe brusc circuitul electric montat în paralel cu condensatorul *C719*, cînd tensiunea de +175 V începe să scadă, obţinîndu-se astfel o constantă de timp de descărcare a condensatorului de valoare mare.

Din cauza blocării curentului de fascicul, condensatorul de 2÷3 nF de la ieşirea redresorului de *FIT* rămîne încărcat la tensiunea de 16÷17 kV, mult timp după deconectarea receptorului de la reţea. Din acest motiv, dacă se reconectează receptorul la reţea înainte ca să se fi realizat răcirea catodului tubului cinescop (în primele 20—22 secunde de la deconectare), condensatorul *C719* s-ar încărca, dacă nu ar exista dioda *D708*, prin circuitul grilă-catod al tubului, *R309* şi *R308*. În aceste condiţii, ar rezulta o pozitivare accentuată a grilei de comandă, deci o accelerare a norului de electroni blocat. Prin urmare, curentul de fascicul, care apare înainte de intrarea în funcţiune a blocurilor de deflexie, ar determina apariţia unui punct luminos în centrul ecranului. Dioda *D708*, care se găseşte în conducţie din momentul conectării receptorului pînă în momentul intrării în conducţie a etajului final linii, asigură încărcarea condensatorului *C719*, evitînd pozitivarea accentuată a grilei de comandă şi deci distrugerea stratului de aluminiu şi a luminoforului tubului cinescop.

Scanned with OKEN Scanner

Capitolul 5

SISTEME DE BALEIAJ

Pentru a transmite imaginea optică a obiectului televizat, care este proiectată de către sistemul optic al camerei de televiziune pe suprafaţa fotosensibilă a tubului analizor de imagine, este necesar să se transforme informaţia optică în informaţie electrică. În capitolul precedent s-a arătat felul în care, printr-un proces de analiză a reliefului de potenţial electric de pe suprafaţa fotosensibilă a tubului, fasciculul de electroni din tubul analizor de imagine dă naştere în circuitul de sarcină al acestuia la un semnal electric, proporţional cu luminanţa elementelor de imagine explorate.

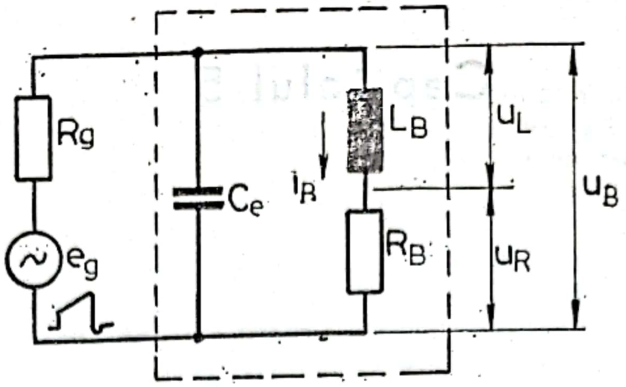
În esenţă, principiul explorării constă în analiza succesivă a tuturor elementelor unei imagini după o lege anumită, aceeaşi pentru tubul analizor şi pentru tubul sintetizor de imagine. În sistemele de televiziune se foloseşte explorarea liniară, care constă din două operaţii de explorare, una care deplasează fasciculul de electroni pe orizontală — de la stînga la dreapta şi cealaltă care deplasează fasciculul pe verticală — de sus în jos. Cele două operaţii de explorare apar simultan şi se realizează cu viteză constantă.

5.1. OBŢINEREA UNUI CURENT LINIAR VARIABIL IN BOBINELE DE DEFLEXIE

Deplasarea fasciculului de electroni cu viteză constantă pe orizontală şi pe verticală, atît în tubul analizor de imagine cît şi în tubul cinescop, este comandată de către circuitele de baleiaj, care trebuie să asigure în bobinele de deflexie curenţi liniar variabili în timp (în formă de dinte de ferăstrău) pe durata cursei directe.

Avîndu-se în vedere circuitul electric echivalent al unei bobine de deflexie (fig. 5.1, a, unde L_B şi R_B sînt inductanţa şi rezistenţa oh-

Scanned with OKEN Scanner



Bobina de deflexie

a

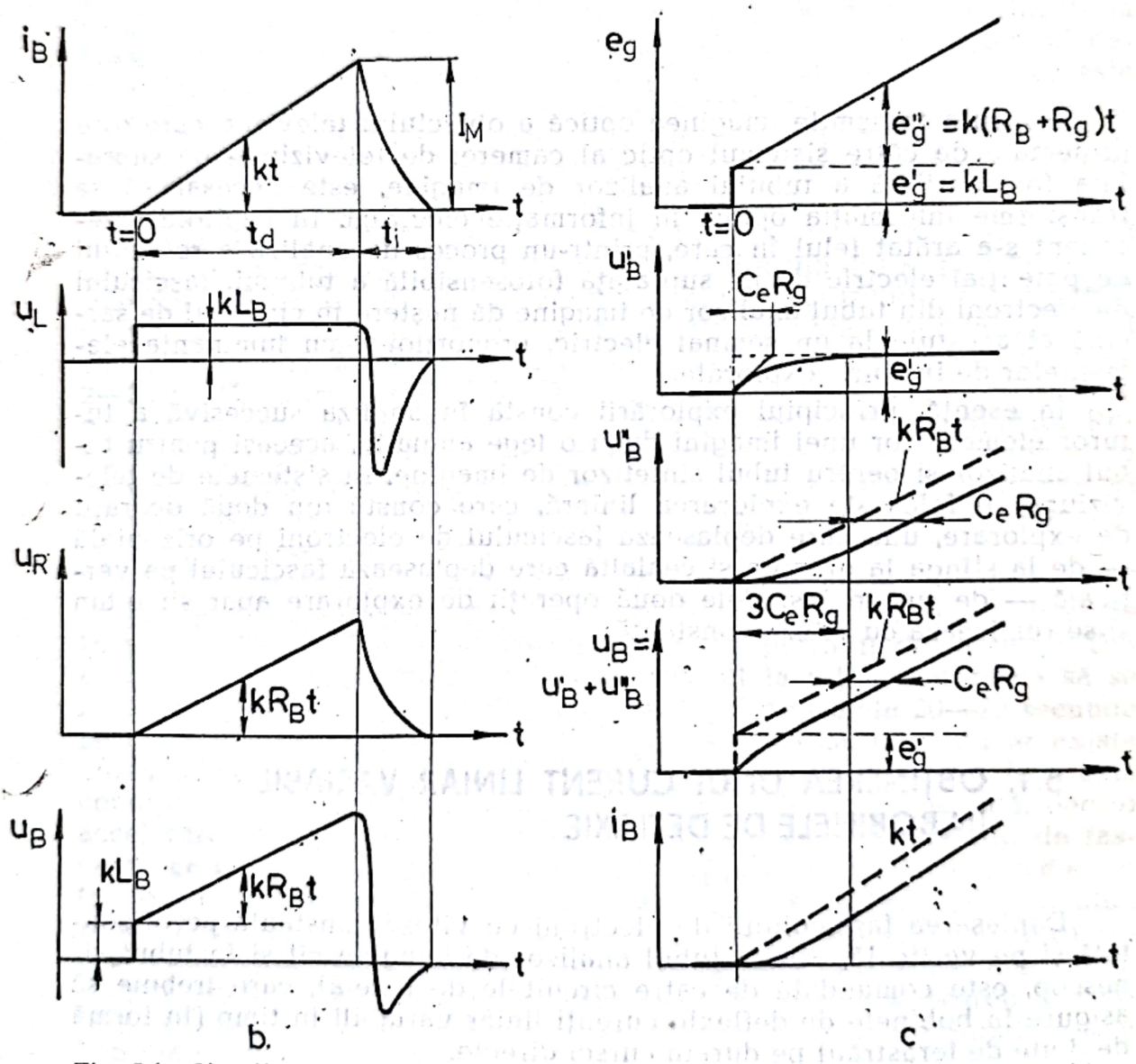


Fig. 5.1. Circuit generator de curent liniar variabil : *a* — schema electrică echivalentă a circuitului ; *b* — formele de variație în timp ale curentului și tensiunii ; *c* — efectul lui R_s și C_s asupra formei curentului prin bobină.

Scanned with OKEN Scanner

mică a bobinei, iar C_e este o capacitate echivalentă), forma de variație în timp a tensiunii u_B la bornele bobinei de deflexie pentru care se asigură o creștere liniară a curentului i_B pe durata cursei directe t_a, adică :

$$i_B = kt, \tag{5.1}$$

se poate determina cu relația :

$$u_B = u_L + u_R = L_B \frac{di_B}{dt} + R_B i_B = kL_B + kR_B t. \tag{5.2}$$

Se observă că, pe durata cursei directe, tensiunea $u_B(t)$ constă dintr-o componentă continuă kL_B, peste care este suprapusă o componentă liniar crescătoare $kR_B t$ (fig. 5.1, b), unde cu k s-a notat viteza de creștere a curentului i_B. În lipsa componentei liniar variabile din tensiunea u_B, curentul i_B în bobina de deflexie n-ar mai prezenta o creștere liniară ci una exponențială, deoarece $R_B \neq 0$.

Din cele prezentate rezultă că pentru obținerea unui curent liniar variabil prin bobină este necesar să se asigure o anumită valoare, q, a raportului între saltul inițial kL_B și viteza de creștere kR_B a tensiunii la bornele bobinei. Întrucît această valoare nu depinde de viteza k de creștere a curentului liniar variabil, fiind determinată numai de constanta de timp τ a bobinei, se poate scrie :

$$q = \frac{kL_B}{kR_B} = \tau. \tag{5.3}$$

În cazurile în care valoarea q nu este egală cu τ, apare o neliniaritate a curentului în dinte de ferăstrău pe durata cursei directe. Cu alte cuvinte, dacă este necesară mărirea vitezei de creștere a curentului trebuie să se mărească proporțional și saltul inițial și viteza de creștere a tensiunii la bornele bobinei.

După terminarea cursei directe, curentul i_b descrește destul de repede. Schimbarea de semn a derivatei di_B/dt duce la variația polarității tensiunii u_L. Deoarece întoarcerea fasciculului de electroni trebuie să se facă cît mai rapid posibil, viteza de scădere a curentului i_B la începutul cursei de întoarcere t_i trebuie să fie destul de mare, fapt ce determină o valoare mare a tensiunii negative u_L,

$$u_L = L_B \frac{di_B}{dt},$$

și în consecință tensiunea u_B poate rezulta negativă (fig. 5.1, b).

Din cele prezentate mai sus reiese că pentru a se obține într-o bobină de deflexie un curent liniar variabil în timp este necesar ca la bornele bobinei să se aplice, de la un generator de tensiune cu rezistența internă R_g mică (fig. 5.1, a), o tensiune u_B de forma dată în figura 5.1, b. Datorită rezistenței R_g, viteza de creștere a componentei liniar variabile a tensiunii e_g a generatorului trebuie să fie egală cu $k(R_B + R_g)$ în loc de kR_B (fig. 5.1, c). O soluție practică de realizare a unui generator de tensiune cu rezistență internă mică ar fi folosirea unui etaj pentru generarea tensiunii de forma cerută și aplicarea ei la bornele bobinei de de-

Scanned with OKEN Scanner

flexie printr-un etaj cu rezistență de ieșire mică, de exemplu un repetor pe emitor.

Prezența rezistenței R_g și a capacității echivalente C_e conduc la apariția unui proces tranzitoriu în circuitul $L_B R_B C_e$, alimentat de la generatorul e_g cu rezistența internă R_g. Trăsăturile caracteristice ale acestui proces sînt prezentate în figura 5.1, c unde s-a avut în vedere faptul că de obicei $R_g C_e \ll \frac{L_B}{R_B}$. Se observă că saltul inițial al tensiunii u_B nu mai este instantaneu ci sub forma unei creșteri exponențiale, cu constanta de timp $R_g C_e$, iar porțiunea liniar crescătoare este întîrziată cu valoarea $R_g C_e$ față de situația prezentată cu linie întreruptă în figură. Din acest motiv, în primul moment, viteza de creștere, di_B/dt, a curentului prin bobină este nulă ($u_C = 0$ la $t = 0$) și crește treptat atingînd valoarea staționară, k, numai după aproximativ trei constante de timp, cînd procesul de încărcare a capacității parazite, C_e, a bobinei poate fi considerat încheiat. Ca urmare, apare o neliniaritate a curentului i_B pe porțiunea inițială a cursei directe. Întîrzierea porțiunii liniar crescătoare a tensiunii u_B conduce la o rămînere în urmă în timp a porțiunii liniar crescătoare a curentului în dinte de ferăstrău.

Efectul rezistenței R_g și a capacității C_e asupra porțiunii inițiale a curentului liniar variabil poate fi neglijat atunci cînd constanta de timp $C_g R_e$ este mult mai mică decît durata cursei directe t_d.

Prezența unor neliniarități în porțiunea crescătoare a tensiunii u_B se traduce în distorsionarea formei curentului liniar variabil pe durata cursei directe.

5.2. DIFERENȚE ÎN FUNCȚIONARE ÎNTRE BALEIAJUL ORIZONTAL ȘI BALEIAJUL VERTICAL

Diferența apreciabilă între frecvențele de lucru ale celor două tipuri de circuite de baleiaj — 15 625 Hz în cazul circuitului de baleiaj pe orizontală și 50 Hz în cazul circuitului de baleiaj pe verticală — se reflectă în caracterul sarcinii din etajul final și, ca urmare, în forma semnalului ce trebuie aplicat la bornele bobinelor de deflexie în scopul obținerii prin bobine a unui curent liniar variabil.

Avîndu-se în vedere datele de catalog ale bobinelor de deflexie (v. § 4.1.1.4.3 și § 5.7) se constată că valoarea q, definită prin relația (5.3), este mult mai mare, în cazul explorării pe orizontală, decît durata cursei directe, adică :

$$q_H = \tau_H \gg t_{dH}, \tag{5.4}$$

ceea ce este echivalent cu :

$$kL_{BH} \gg kR_{BH} t_{dH}, \tag{5.5}$$

unde cu indicele H se evidențiază că este vorba de bobinele de deflexie pe orizontală.

Scanned with OKEN Scanner

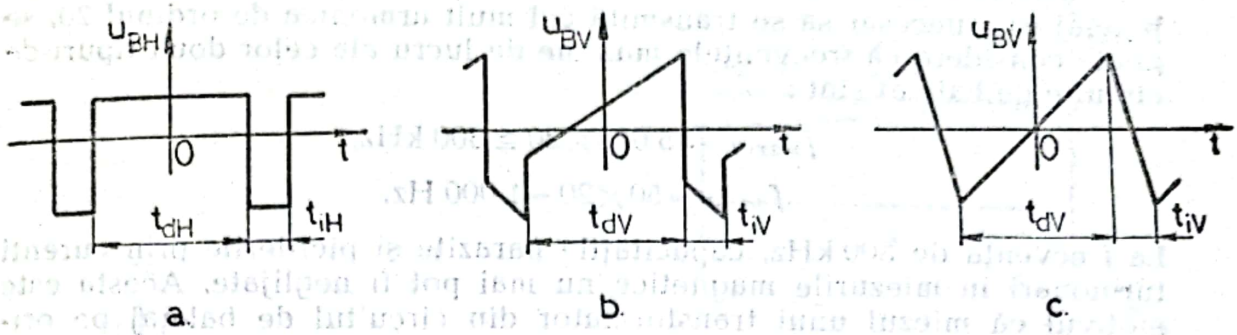


Fig. 5.2. Formele de variație în timp ale tensiunii : *a* — pe bobinele de deflexie pe orizontală din camera și receptorul de televiziune ; *b* — pe bobinele de deflexie pe verticală din receptorul de televiziune ; *c* — pe bobinele de deflexie pe verticală din camera de televiziune.

Cu alte cuvinte, la frecvența destul de mare a explorării pe orizontală, bobinele de deflexie pe orizontală din camera de televiziune și din receptorul de televiziune se pot considera ca o sarcină inductivă pentru circuitul de baleiaj. Ca urmare, pentru a se obține un curent liniar variabil în bobina de deflexie pe orizontală este necesar ca tensiunea la bornele bobinei să fie constantă pe durata cursei directe, iar pe durata întregului ciclu de explorare tensiunea să aibă forma de impuls prezentată în figura 5.2, a.

La frecvența destul de joasă a explorării pe verticală, bobinele de deflexie pe verticală din receptorul de televiziune se prezintă pentru circuitul de baleiaj ca o impedanță, la care partea rezistivă este comparabilă cu cea inductivă. În aceste condiții, pentru a se obține un curent liniar variabil în bobina de deflexie pe verticală din receptorul de televiziune, după cum s-a arătat în figura 5.1, b, este necesar ca la bornele bobinei să se aplice o tensiune de formă liniar variabilă și impuls (fig. 5.2, b), cunoscută sub denumirea de tensiune liniar variabilă cu piedestal.

Întrucît în cazul bobinelor de deflexie pe verticală din camera de televiziune

$$q_V = \tau_V \ll t_{aV}, \tag{5.6}$$

ceea ce este echivalent cu :

$$kL_{BV} \ll kR_{BV} t_{aV}, \tag{5.7}$$

se poate considera că bobinele de deflexie pe verticală se prezintă ca o sarcină rezistivă pentru circuitul de baleiaj. Ca urmare, pentru a se obține un curent liniar variabil în bobina de deflexie pe verticală din camera de televiziune este necesar ca tensiunea la bornele bobinei să prezinte o formă de variație liniară în timp (fig. 5.2, c), ca și curentul.

Deoarece circuitul de baleiaj pe orizontală și pe verticală trebuie să furnizeze forme diferite pentru tensiunile ce se aplică bobinelor de deflexie, rezultă că ele diferă esențial atît ca principiu de funcționare cît și ca structură a circuitului.

Dacă se are în vedere că pentru transmiterea corectă a formelor de undă ale curentului și tensiunii alternative furnizate de circuitele de

Scanned with OKEN Scanner

baleiaj este necesar să se transmită cel mult armonica de ordinul 20, se poate considera că frecvențele maxime de lucru ale celor două tipuri de circuite de baleiaj sînt :

$$f_{max,H} = 15\,625 \times 20 \cong 300 \text{ kHz},$$

$$f_{max,V} = 50 \times 20 = 1\,000 \text{ Hz}.$$

La frecvența de 300 kHz, capacitățile parazite și pierderile prin curenți turbionari în miezurile magnetice nu mai pot fi neglijate. Acesta este motivul că miezul unui transformator din circuitul de baleiaj pe orizontală este făcut dintr-un material magnetic cu permeabilitate ridicată (de exemplu, ferita), spre deosebire de miezul unui transformator din circuitul de baleiaj pe verticală, care este făcut din tablă subțire de oțel pentru electrotehnică, folosită curent în transformatoarele de audiofrecvență.

5.3. CONSIDERAȚII PRIVIND REALIZAREA BALEIAJULUI ORIZONTAL

Cîmpul magnetic, care ia naștere prin trecerea unui curent liniar variabil prin bobinele de deflexie pe orizontală, deplasează fasciculul de electroni pe orizontală cu atît mai mult cu cît curentul i_H prin bobine este mai mare. Variind liniar curentul prin bobine, de la valoarea $-I_M$ la zero și apoi la $+I_M$, fasciculul de electroni va parcurge cu viteză constantă o linie orizontală, de la marginea din stînga la marginea din dreapta a suprafeței explorate (fig. 5.3, a). Durata cursei directe a explorării pe orizontală, t_d, este de circa 55 µs în camera de televiziune și circa 52 µs în receptorul de televiziune. Pentru a readuce fasciculul la marginea din stînga a suprafeței explorate, curentul trebuie să scadă de la valoarea $+I_M$ la zero și apoi la $-I_M$. Durata cursei inverse (de întoarcere) a explorării pe orizontală, t_i, este de circa 9 µs în camera de televiziune și circa 12 µs în receptorul de televiziune. Ca urmare, în cazul explorării pe orizontală perioada de repetiție T_H a curentului liniar variabil este :

$$T_H = \frac{1}{f_H} = t_d + t_i = 64 \text{ µs}. \qquad (5.8)$$

5.3.1. PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE AL BALEIAJULUI ORIZONTAL

Schema electrică simplificată a etajului final din baleiajul orizontal (fig. 5.3, b) se compune din comutatorul K cu conducție bidirecțională, capacitatea de întoarcere C_i care, împreună cu inductanța L_H a bobinei de deflexie, determină durata cursei inverse, rezistența R, echivalentă pierderilor din circuit și sursa E de tensiune continuă. Comuta-

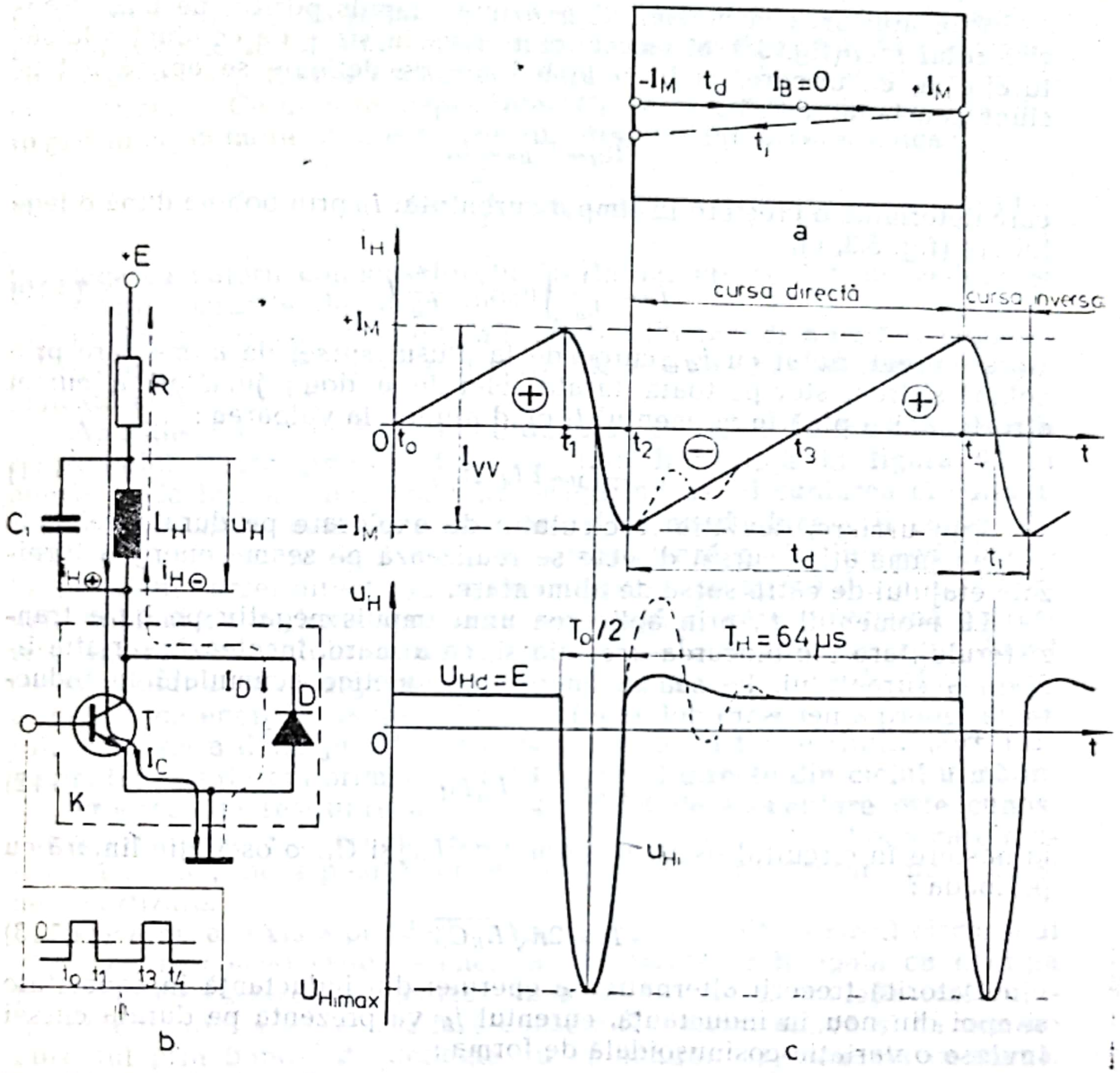


Fig. 5.3. Principiul de funcționare al etajului final din baleiajul orizontal: *a* — deplasarea fasciculului de electroni pe suprafața explorată; *b* — schema electrică simplificată a etajului final; *c* — formele curentului și tensiunii pe bobina de deflexie pe orizontală.

torul K cu conducție bidirecțională constă dintr-un tranzistor T de tip *npn* sau *pnp* și o diodă conectată, din punct de vedere al conducției curentului, în paralel și în sens invers.

Pentru a simplifica considerațiile privitoare la funcționarea circuitului, nu se ține cont, pentru început, de rezistența echivalentă pierderilor, presupunîndu-se că $R=0$. De asemenea, se va considera că mărimea capacității C_i, în cazul unei rezistențe echivalente de pierderi $R=0$, nu influențează asupra variației lente a curentului i_H pe durata cursei directe (v. § 5.1). Cu alte cuvinte, se poate considera că la închiderea comutatorului K capacitatea C_i se încarcă instantaneu la valoarea tensiunii E.

Prin aplicarea la momentul t_0 a unui impuls pozitiv pe baza tranzistorului *npn* (fig. 5.3, b), acesta este adus în stare de conducție la saturație și, ca urmare, la bornele bobinei de deflexie se aplică o tensiune constantă, adică :

$$u_H = U_{H1} = E, \tag{5.9}$$

care determină o creștere în timp a curentului i_H prin bobină după o lege liniară (fig. 5.3, c),

$$i_H = \frac{1}{L_H}\int u_H dt = \frac{E}{L_H}t. \tag{5.10}$$

Acest curent, notat cu i_{H+}, curge de la plusul sursei de alimentare prin bobină și tranzistor pe toată durata celei de a doua jumătăți a cursei directe, adică pînă în momentul t_1 cînd ajunge la valoarea :

$$+I_M = Et_d/2L_H. \tag{5.11}$$

Prin urmare, deviația fasciculului de explorare pe durata celei de a doua jumătăți a cursei directe se realizează pe seama energiei furnizate etajului de către sursa de alimentare.

La momentul t_1, prin aplicarea unui impuls negativ pe baza tranzistorului, are loc blocarea acestuia și, ca urmare, încetează variația liniară a curentului. Pe seama energiei magnetice acumulată în inductanță (energia necesară deflexiei),

$$E_m = \frac{1}{2}L_H I_M^2, \tag{5.12}$$

ia naștere în circuitul oscilant, format de L_H și C_t, o oscilație liniară cu perioada :

$$T_0 = 2\pi\sqrt{L_H C_t}. \tag{5.13}$$

Datorită trecerii alternative a energiei din inductanță în capacitate și apoi din nou în inductanță, curentul i_H va prezenta pe durata cursei inverse o variație cosinusoidală de forma :

$$i_M = I_M \cos \omega_0 t, \tag{5.14}$$

în timp ce tensiunea la bornele circuitului oscilant variază sinusoidal :

$$u_{Ht} = L_H \frac{di_H}{dt} = -\omega_0 L_H I_M \sin \omega_0 t = -U_{Hmax} \sin \omega_0 t. \tag{5.15}$$

Valoarea maximă a tensiunii ce apare la bornele bobinei de deflexie în timpul cursei inverse se calculează cu relația :

$$U_{Hmax} = \omega_0 L_H I_M = \frac{\pi t_d}{2t_i} E \tag{5.16}$$

și este de circa 6—9 ori mai mare — funcție de durata cursei inverse — decît tensiunea de alimentare a etajului final. Cunoașterea acestei valori este importantă pentru a putea alege tranzistorul, dioda și condensatorul de întoarcere din punct de vedere al tensiunii maxime de lucru.

Scanned with OKEN Scanner

Se observă că prima alternanță a oscilației libere de curent, pe durata căreia curentul în inductanță variază de la valoarea $+I_M$ la valoarea $-I_M$, poate fi folosită pentru întoarcerea fasciculului de electroni, cu condiția ca perioada oscilației libere să fie egală cu dublul duratei cursei inverse. Ca urmare, capacitatea C_t se determină din condiția obținerii unei anumite durate t_t pentru cursa de întoarcere, adică:

$$t_t = \frac{T_0}{2} = \pi\sqrt{L_H C_t}. \qquad (5.17)$$

La alegerea valorii condensatorului de întoarcere se au în vedere și capacitățile parazite ale circuitului.

Pe durata primei alternanțe a oscilației libere, adică pînă la momentul t_2, dioda D este menținută în stare blocată de către tensiunea $u_{Ht}+E$ aplicată la bornele ei.

Apariția la bornele bobinei de deflexie a celei de a doua alternanțe a oscilației libere (reprezentată cu linie întreruptă în figura 5.3, c) aduce dioda în stare de conducție, asigurînd astfel șuntarea circuitului oscilant de către sursa de alimentare și comanda începerii cursei directe. Ca urmare, pe de o parte, se amortizează oscilațiile nedorite de la începutul cursei directe și, pe de altă parte, se aplică din nou la bornele bobinei de deflexie tensiunea constantă E, care determină o creștere liniară a curentului i_H de la valoarea $-I_M$ la valoarea zero. Acest curent, notat cu i_{H-}, curge prin diodă și bobină spre sursa de alimentare, asigurînd ca energia magnetică acumulată de bobina de deflexie pe durata celei de a doua jumătăți a cursei directe să fie restituită sursei de alimentare pe durata primei jumătăți a cursei directe din ciclul următor.

Procesul de restituire a energiei sursei de alimentare este cunoscut sub denumirea de recuperare paralelă a energiei, iar dioda care realizează acest proces poartă numele de diodă de recuperare paralelă și de amortizare.

Dacă nu ar exista pierderi de energie pe circuit — cazul circuitului idealizat, în considerație — energia recuperată ar fi egală cu energia furnizată de sursa de alimentare. În aceste condiții, deviația fasciculului de electroni s-ar realiza fără consum de putere activă și ca urmare curentul prin bobina de deflexie nu ar conține componentă continuă, adică s-ar axa cu valoarea medie pe axa de zero.

Prin aplicarea la momentul t_3 a unui impuls pozitiv pe baza tranzistorului, acesta este adus în stare de conducție la saturație, iar dioda este adusă în stare de blocare. Ca urmare, prin bobină are loc o creștere liniară a curentului, ca la momentul t_0 și întreaga funcționare descrisă se repetă.

În concluzie, prin alegerea valorii elementelor C_t, L_H astfel încît să se asigure durata cursei inverse stabilită prin norme și asigurînd intrarea în conducție și blocarea tranzistorului, la momentele precizate mai sus, cu ajutorul unei tensiuni de comandă de formă dreptunghiulară aplicată în baza tranzistorului, se asigură forma necesară a curentului liniar variabil prin bobina de deflexie.

Tensiunea u_{Ht} care apare pe bobina de deflexie în timpul cursei inverse se folosește pentru blocarea fasciculului de electroni pe durata cursei de întoarcere.

Scanned with OKEN Scanner

5.3.2. SCHEMA REALĂ A ETAJULUI FINAL DIN BALEIAJUL ORIZONTAL

În consideraţiile prezentate în paragraful 5.3.1 nu s-a ţinut cont de rezistenţa R echivalentă pierderilor din circuit (v. fig. 5.3, b). Schema electrică reală a etajului final se caracterizează prin pierderi de putere în miezul de ferită şi rezistenţa ohmică a bobinei de deflexie, în tranzistor şi diodă datorită căderii de tensiune pe acestea, în rezistenţa de pierderi a condensatorului de întoarcere şi în sursa de alimentare datorită rezistenţei sale interne. Pe lîngă aceste pierderi de putere, inerente circuitului real, baleiajul orizontal din receptorul de televiziune mai are şi sarcina de a asigura, prin intermediul transformatorului de linii, tensiunile de alimentare pentru electrozi tubului cinescop şi pentru unele circuite din receptor, rezultînd astfel pierderi suplimentare de putere.

Prezenţa acestor pierderi de putere determină ca energia recuperată să fie mai mică decît energia consumată de la sursa de alimentare. Ca urmare, curentul maxim prin tranzistor, I_{CM}, la sfîrşitul cursei directe va fi mai mare decît curentul maxim prin diodă, I_{DM}, la începutul cursei directe (fig. 5.4, a), cu observaţia că valoarea vîrf la vîrf a curentului de deflexie, adică :

$$I_{VV} = I_{CM} + I_{DM}, \tag{5.18}$$

nu se modifică.

Întrucît valoarea medie pe perioada T_H a diferenţei celor doi curenţi, prin tranzistor şi prin diodă, reprezintă mărimea curentului continuu mediu, I_{cc} , consumat de la sursa de alimentare de către etajul final, rezultă o deplasare în jos cu valoarea I_{cc} a axei energetice a deflexiei orizontale faţă de axa simetrică a curentului prin bobina de deflexie. Cu alte cuvinte, axa de zero a curentului de colector şi a curen-

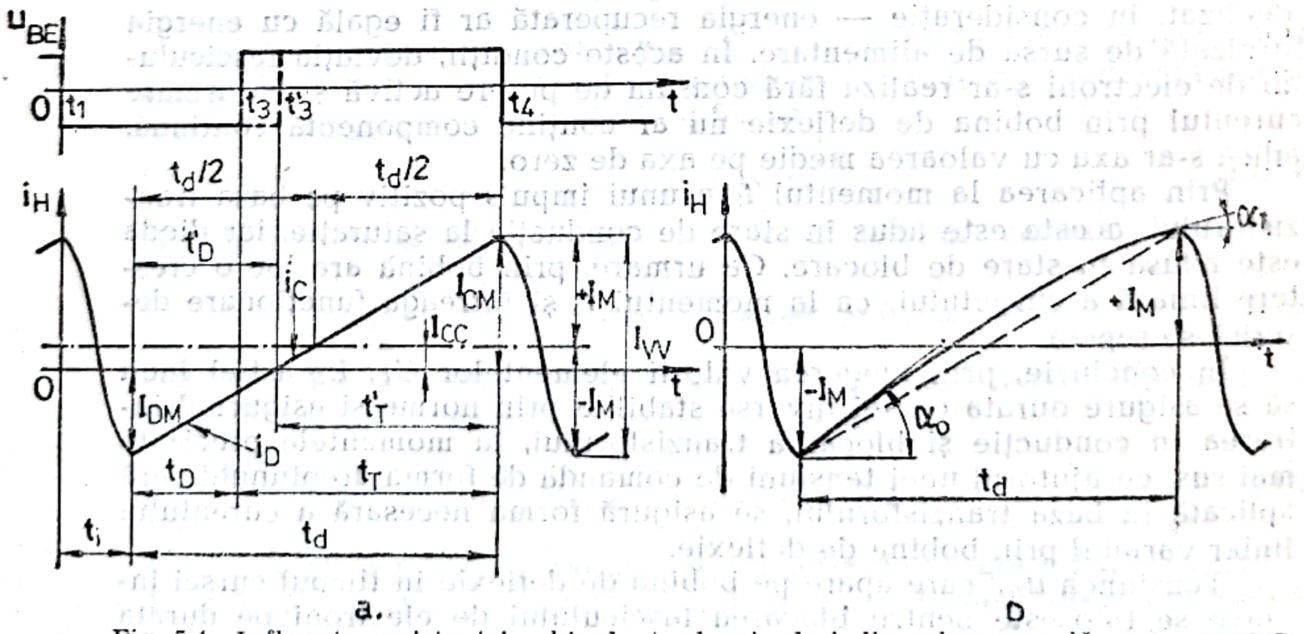


Fig. 5.4. Influenţa rezistenţei echivalente de pierderi din schema reală : *a* — asupra funcţionării comutatorului ; *b* — asupra formei curentului de deflexie.

Scanned with OKEN Scanner

tului prin diodă este deplasată în jos față de axa valorii medii a curentului de deflexie. Din acest motiv durata de conducție t_T' a tranzistorului trebuie să fie mai mare decît durata de conducție t_D' a diodei și anume cu atît mai mare cu cît pierderile de putere în etajul final sînt mai mari.

În scopul de a se asigura o liniaritate mai bună a curentului de deflexie în prima jumătate a cursei directe, dioda D este comandată să conducă un timp t_D mai scurt decît timpul t_D' teoretic necesar (v. fig. 5.4, a). Micșorarea duratei de conducție a diodei se realizează prin reducerea duratei impulsului negativ de blocare aplicat pe baza tranzistorului, deoarece practic conducția diodei ia sfîrșit în momentul în care tranzistorul este adus în stare de conducție, adică în momentul t_3. Blocarea diodei înainte de scăderea curentului prin bobina de deflexie la zero nu deranjează variația liniară a acestuia întrucît, în momentul în care pe baza tranzistorului se aplică impulsul pozitiv, tranzistorul nu trece imediat în conducție normală ci are loc o conducție inversă tranzitorie, preluînd astfel conducția curentului de deflexie, în principal, prin joncțiunea bază-colector.

Distorsiunea de neliniaritate în această situație este mai mică întrucît tranzistorul prezintă rezistențe apropiate ca valoare în conducție inversă și în conducție directă la saturație, astfel că panta curentului este practic aceeași, fiind apropiată ca valoare și de panta curentului prin diodă cînd aceasta conduce curenți mai mari decît (0,6÷0,7)A. La curenți mai mici decît 0,5 A, rezistența de conducție a diodei fiind destul de mare, panta curentului ar scădea, rezultînd astfel distorsiuni de neliniaritate ale deflexiei orizontale.

Pentru ca prin bobina de deflexie pe orizontală să nu treacă curentul continuu mediu I_{cc} de la sursa de alimentare, care ar determina o deplasare permanentă spre dreapta a fasciculului de explorare față de centrul suprafeței explorate, alimentarea în curent continuu a etajului final se face prin bobina de șoc L_S, iar separarea în curent continuu a bobinei de deflexie se face prin condensatorul de cuplaj C_S (fig. 5.5, a). În cazul receptorului de televiziune rolul bobinei de șoc este luat de transformatorul de linii.

Bobina de șoc fiind conectată din punct de vedere al componentei alternative în paralel cu bobina de deflexie, prin alegerea inductanței L_S de valoare mult mai mare decît inductanța L_H, influența ei asupra funcționării etajului poate fi neglijată. Pe de altă parte, datorită reactanței inductive mari a bobinei de șoc, sursa de alimentare șuntează neglijabil circuitul oscilant. Prezența capacității C_S nu influențează durata cursei inverse întrucît are valoare mult mai mare decît capacitatea C_t. Tensiunea de alimentare E se aplică circuitului prin rezistența de protecție $R_p \cdot C_f$ este un condensator de filtraj obișnuit.

Pe lîngă funcția de separare în curent continuu a bobinei de deflexie, condensatorul C_S îndeplinește și funcția de rezervor de energie recuperată ca și condensatorul C_t. Tensiunea pe condensatoarele C_S și C_t în regim permanent, U_{cc}, este aproximativ egală cu tensiunea E a sursei de alimentare (fig. 5.5, b).

În prima jumătate a cursei inverse condensatorul de întoarcere, C_t, se încarcă la tensiunea $U_{Htmax}+U_{CSmin}$, înmagazinînd astfel energia nece-

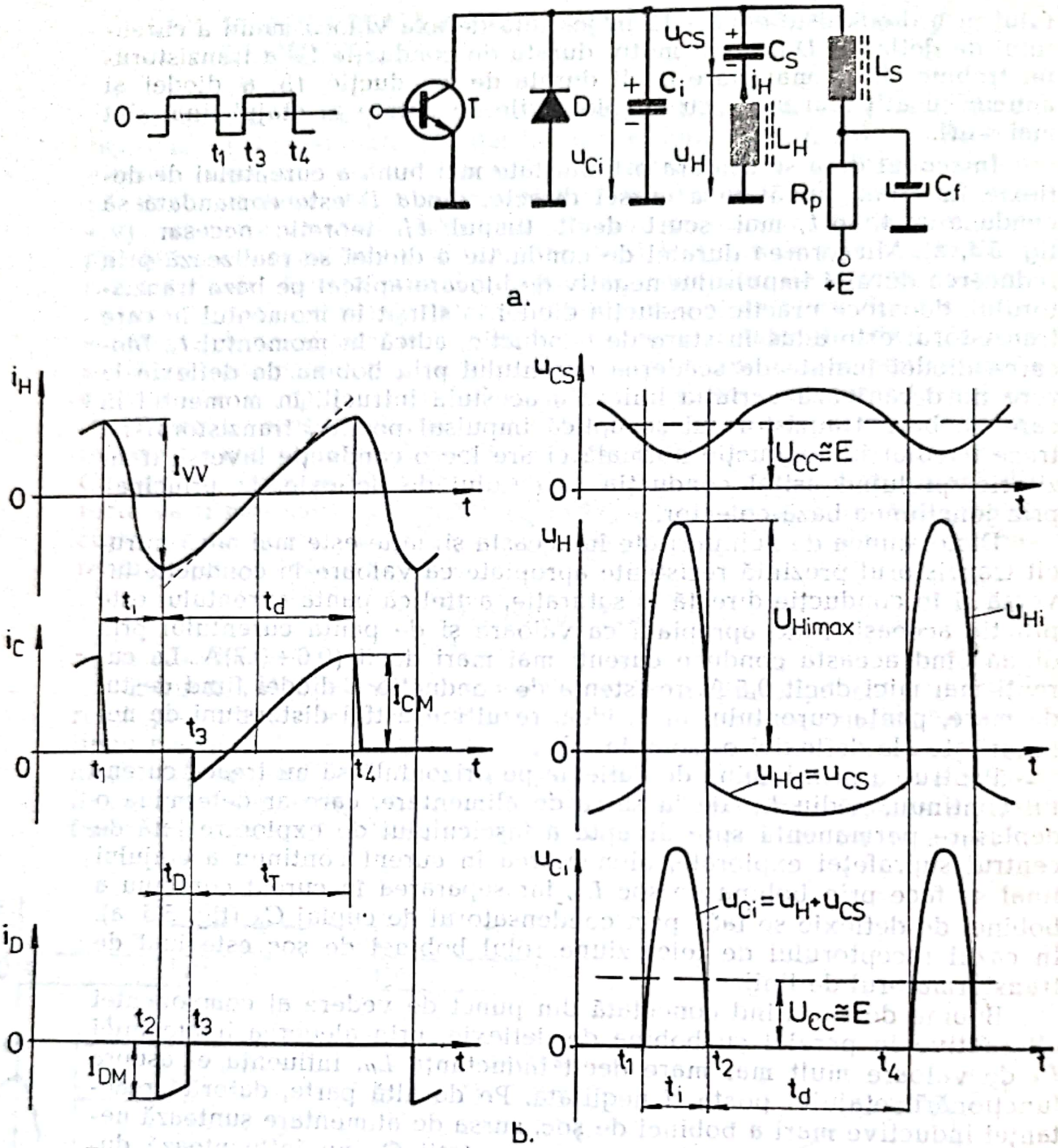


Fig. 5.5. Funcționarea schemei reale a etajului final din baleiajul orizontal : *a* — schema electrică reală a etajului final ; *b* — formele de variație ale curenților și tensiunilor.

sară baleiajului. Această energie este transferată pe durata celei de a doua părți a cursei inverse inductanței L_H și capacității C_s, prin curentul care curge din C_f spre C_s. Ca urmare, condensatorul C_s se încarcă la o tensiune corespunzătoare părții de energie preluată de la condensatorul C_f.

Apariția la bornele bobinei de deflexie a celei de a doua alternanțe a oscilației libere aduce dioda în stare de conducție, asigurînd, pe de o

Scanned with OKEN Scanner

parte, șuntarea circuitului oscilant, adică amortizarea oscilațiilor nedorite de la începutul cursei directe și, pe de altă parte, recuperarea energiei acumulată în bobina de deflexie. Prezența inductanței L_S a bobinei de șoc între bobina de deflexie și sursa de alimentare constituie o cale cu reactanță mare pentru curentul recuperat de condensatorul C_f al sursei de alimentare. Din acest motiv condensatorul C_S recuperează cea mai mare parte a energiei înmagazinată în bobină și deci se încarcă, în final, la tensiunea U_{CSmax}, mai mare decît tensiunea sursei de alimentare.

Prin urmare, în momentul cînd impulsul pozitiv aplicat pe baza tranzistorului îl duce pe acesta în stare de conducție normală, condensatorul C_S se găsește încărcat cu polaritatea din figură la tensiunea U_{CSmax}. Curentul i_C din tranzistor crește după o lege aproximativ liniară, fiind format din curentul ce provine din descărcarea condensatorului C_S și din curentul furnizat de sursa de alimentare prin bobina de șoc L_S. Prima componentă a curentului din tranzistor trece prin bobina de deflexie, asigurînd deplasarea fasciculului de electroni pe orizontală, iar cea de a doua componentă constituie curentul continuu mediu, I_{cc}, furnizat de sursa de alimentare pentru acoperirea pierderilor de energie din etajul final.

În timpul mișcării directe de explorare, tensiunea u_{Hd} pe bobina de deflexie orizontală nu se menține constantă și egală cu tensiunea sursei de alimentare. Pe de o parte, intervine efectul capacității de cuplaj C_S, care se manifestă prin faptul că tensiunea u_{CS} la bornele condensatorului prezintă o formă de variație parabolică, cu maxim la mijlocul cursei directe, cînd curentul de deflexie este nul (fig. 5.5, b), adică :

$$u_{CS}=\frac{1}{C_S}\int i_H dt=\frac{1}{C_S}\int kt\,dt=\frac{k}{2C_S}t^2, \qquad (5.19)$$

și, pe de altă parte, efectul rezistenței echivalente de pierderi a circuitului. Primul efect, legat de încărcarea și descărcarea condensatorului C_S, nu constituie un dezavantaj, întrucît permite corecția așa-numitelor distorsiuni neliniare simetrice ale rastrului (v.§ 5.5.1.1), prin modificarea formei curentului de deflexie la începutul și sfîrșitul cursei directe (fig. 5.5, b).

Prezența rezistenței echivalente de pierderi are ca efect obținerea, pe durata cursei directe, a unei variații cu caracter exponențial pentru curentul de deflexie. Ca urmare, viteza de deplasare a fasciculului de electroni nu mai este constantă de-a lungul unei linii de explorare orizontale, fiind maximă la începutul cursei directe și scăzînd spre sfîrșitul cursei directe (v. fig. 5.4, b). Din acest motiv apar așa-numitele distorsiuni neliniare nesimetrice ale rastrului, care se traduc prin extinderea părții din stînga și comprimarea părții din dreapta a imaginii (v. § 5.5.1.2).

În ceea ce privește amplitudinea impulsului pozitiv aplicat pe baza tranzistorului, acesta trebuie să fie suficient de mare pentru a asigura curentul de bază al tranzistorului necesar menținerii acestuia în stare de saturație, pînă la sfîrșitul cursei directe a baleiajului. Ca urmare, la aplicarea impulsului negativ nu are loc blocarea instantanee a tranzis-

Scanned with OKEN Scanner

torului, ci după un timp determinat de timpul de stocare (timpul de ieșire din saturație) și timpul de descreștere al curentului de colector (fig. 5.5, b).

Comutatorul etajului final lucrează în regim greu de comutație rapidă cu curenți mari prin comutatorul închis (în timpul cursei directe) și tensiuni în impuls mari pe comutatorul deschis (în timpul cursei inverse). Produsul dintre valorile maxime ale impulsurilor de curent și de tensiune aplicate comutatorului, numit putere de comutare, $P_c = I_{CM} \cdot U_{Cimax}$ (și respectiv $P_c = I_{DM} \cdot U_{Cimax}$), reprezintă o cerință de bază a comutatorului.

5.3.3. BALEIAJUL ORIZONTAL CU RECUPERARE SERIE-PARALEL

Pentru a se micșora distorsiunile neliniare nesimetrice ale rastrului și durata cursei inverse a explorării pe orizontală, inductanța bobinei de deflexie se alege de valoare mică. Pe de altă parte, energia necesară deflexiei,

$$E_{defl} = \frac{1}{8} L_H I_{vv}^2 = \frac{1}{8} l_d I_{vv} F, \qquad (5.20)$$

poate fi asigurată fie de un curent de deflexie, I_{vv}, de valoare mare fie cu un curent de deflexie de valoare mai mică, dar mărind în mod corespunzător tensiunea U_{Hd} aplicată bobinei de deflexie, adică valoarea tensiunii E a sursei de alimentare.

Prin folosirea în baleiajul orizontal a unei scheme de etaj final cu recuperare serie-paralel (fig. 5.6) se asigură mărirea tensiunii U_{Hd} aplicată bobinei de deflexie fără a fi necesară în acest scop mărirea tensiunii E a sursei de alimentare. Acest montaj este deosebit de util în cazul echipamentului portabil de televiziune alimentat, de obicei, de la tensiunea destul de mică furnizată de un acumulator.

Tensiunea E a sursei de alimentare se aplică prin dioda de recuperare serie D_S pe o priză a bobinei L_A a autotransformatorului (transformator de linii cu primarul autotransformator). În aceste condiții, tensiunea continuă pe condensatorul de recuperare C_r, adică în regim per-

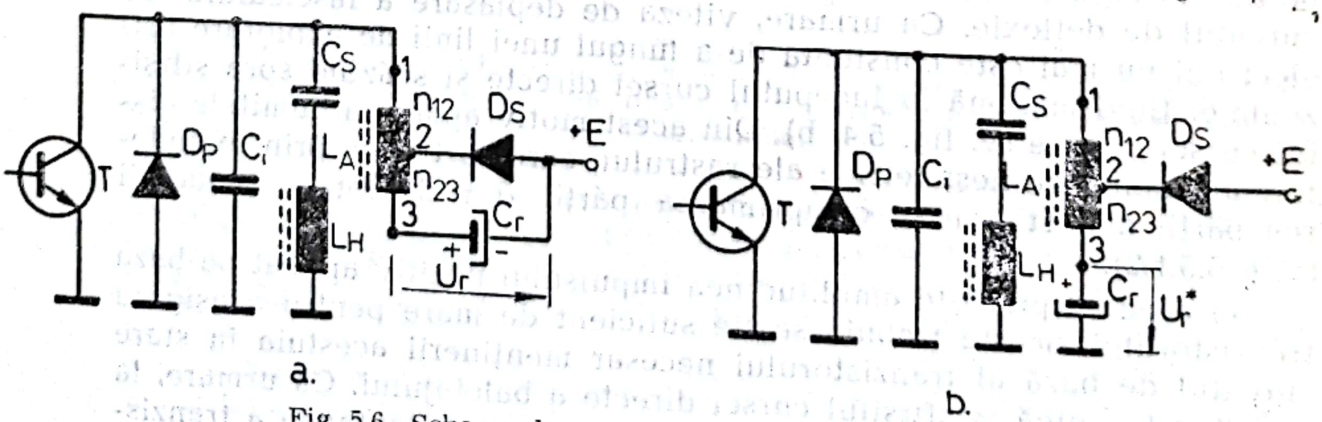


Fig. 5.6. Scheme de etaje finale cu recuperare serie-paralel.

manent, este egală cu valoarea U_r în cazul schemei din figura 5.6, a, respectiv U_r^* în cazul schemei din figura 5.6, b și poartă numele de tensiune recuperată. Ca urmare, tensiunea reală de alimentare a etajului final de baleiaj pe orizontală este $E+U_r$ pentru schema din figura 5.6, a și, respectiv, U_r^* pentru schema din figura 5.6, b, cu observația că :

$$U_r^* = U_r + E \qquad (5.21)$$

Acest lucru se reflectă și în faptul că tensiunea în regim permanent, U_{cc}, pe condensatoarele C_s și C_t (v. figura 5.5, b) crește la valoarea $E+U_r$.

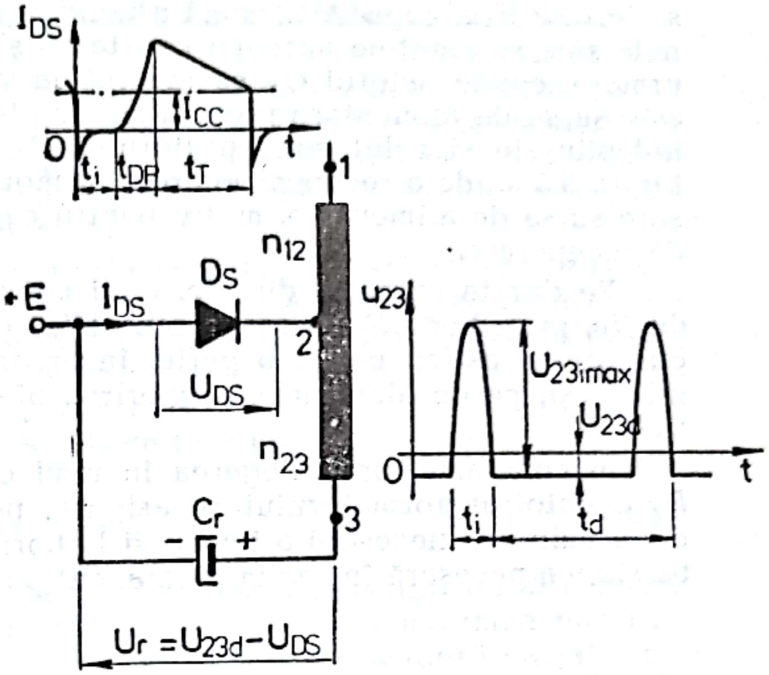


Fig. 5 7. Circuitul de încărcare al condensatorului de recuperare.

Pentru stabilirea expresiei de calcul a tensiunii recuperate U_r se are în vedere că încărcarea condensatorului de recuperare are loc, în regimul tranzitoriu inițial, prin dioda de recuperare serie D_S (destul de impropriu denumită), care se găsește în conducție numai pe durata cursei directe. Grupul D_S, C_r asigură o detecție de vîrf, pe durata cursei directe, a părții negative a semnalului ce apare pe înfășurarea 2—3 a autotransformatorului (fig. 5.7).

Prin aplicarea tensiunii $E—U_{DS}$ la priza 2 a bobinei L_A (U_{DS} fiind căderea de tensiune pe dioda D_S), după legea transformatorului, pe înfășurarea 2—3 a autotransformatorului va lua naștere în timpul cursei directe un impuls de tensiune, avînd amplitudinea :

$$U_{23\,d} = \frac{n_{13}}{n_{12}} (E - U_{DS}). \qquad (5.22)$$

Prin urmare, tensiunea continuă pe condensatorul de recuperare este dată de relația :

$$U_r = U_{23\,d} - U_{DS} = \frac{n_{13}}{n_{12}} (E - U_{DS}) - U_{DS}. \qquad (5.23)$$

În cazul schemei din figura 5.6, b tensiunea continuă pe condensatorul de recuperare se determină cu relația :

$$U_r^* = \left(1 + \frac{n_{13}}{n_{12}}\right) (E - U_{DS}). \qquad (5.24)$$

În timpul cursei inverse, datorită impulsului de întoarcere, dioda D_S este blocată și, ca urmare, autotransformatorul se comportă ca o bobină de șoc. Etajul final funcționează la fel ca și cel fără recuperare

serie. Datorită capacității mari a condensatorului C_r, tensiunea la bornele sale se menține aproape constantă și pe durata cursei inverse. Ca urmare, condensatorul C_s se încarcă la valoarea tensiunii $E+U_r$, care este sursa de alimentare propriu-zisă a etajului final. Condensatorul C_r îndeplinește și rolul condensatorului C_f din etajul final prezentat în figura 5.5, a, de a recupera energie în momentele în care curentul curge spre sursa de alimentare, motiv pentru care a fost denumit condensator de recuperare.

Pe durata curselor directe, cînd comutatorul este în stare de conducție, prin dioda D_s curge curentul I_{Ds} de la sursa de alimentare, asigurîndu-se astfel, pe de o parte, încărcarea periodică a condensatorului C_r și, pe de altă parte, acoperirea pierderilor de energie din etajul final.

În concluzie, prin alegerea în mod convenabil a prizei pe bobina L_A a autotransformatorului se asigură, pentru o sursă de alimentare dată, valoarea necesară a tensiunii la bornele bobinei de deflexie, adică tensiunea necesară în regim permanent pe condensatorul C_s.

5.4. CONSIDERAȚII PRIVIND REALIZAREA BALEIAJULUI VERTICAL

Cîmpul magnetic, care ia naștere prin trecerea unui curent liniar descrescător (în formă de dinte de ferăstrău) prin bobina de deflexie pe verticală, deviază fasciculul de electroni pe verticală cu atît mai mult cu cît curentul i_V prin bobină este mai mare. Variind liniar curentul prin bobină, de la valoarea $+I_M$ la zero și apoi la $-I_M$, fasciculul de electroni se va deplasa pe verticală cu viteză constantă de la marginea de sus la marginea de jos a suprafeței explorate (fig. 5.8). Aceasta este cursa directă a explorării pe verticală și are o durată t_d de circa 19 ms. Pentru a readuce fasciculul la marginea de sus a suprafeței explorate, curentul trebuie să crească liniar de la valoarea $-I_M$ la zero și apoi la $+I_M$. Aceasta este cursa inversă (de întoarcere) a explorării pe verticală și are o durată t_i de 0,5÷1 ms. În cazul explorării pe verticală, perioada de repetiție, T_V, a curentului liniar variabil este :

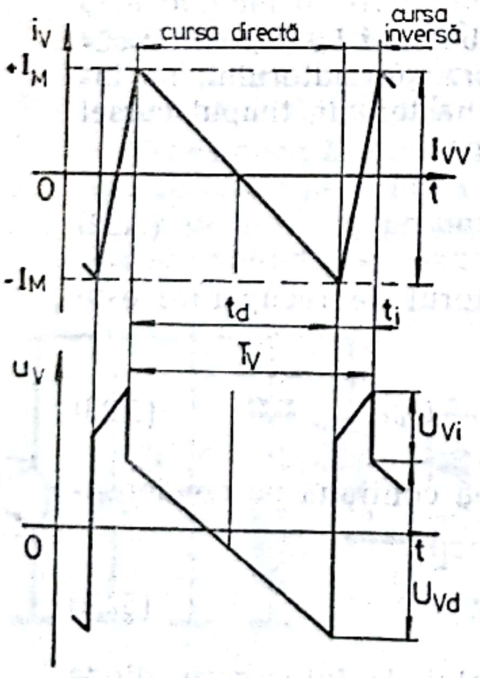


Fig. 5.8. Forma de variație a curentului și tensiunii pe bobina de deflexie pe verticală.

$$T_V = \frac{1}{f_V} = t_d + t_i = 20 \text{ ms} \qquad (5.25)$$

Scanned with OKEN Scanner

5.4.1. PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE AL BALEIAJULUI VERTICAL

Pe durata cursei directe a explorării pe verticală, cînd curentul de deflexie prin bobină variază relativ lent ($f_r = 50$ Hz), bobina de deflexie pe verticală se poate considera, pentru circuitul de baleiaj, ca o sarcină rezistivă. În aceste condiții, tensiunea pe bobina de deflexie rezultă proporțională cu curentul din bobină.

Pe durata cursei inverse, datorită comenzii de schimbare bruscă a sensului de curgere al curentului prin bobină, are loc o variație rapidă a curentului, motiv pentru care nu se mai poate neglija prezența inductanței bobinei de deflexie. Datorită acestei inductanțe, pe bobina de deflexie apare un salt de tensiune proporțional cu viteza de variație a curentului. Amplitudinea acestui salt de tensiune,

$$U_{Vi} = L_V \frac{diV}{dt}, \tag{5.26}$$

este, în mod obișnuit, comparabilă cu valoarea tensiunii de alimentare a etajului final din baleiajul vertical, fiind egală cu mărimea variației de tensiune de la bornele bobinei de deflexie, care asigură variația rapidă a curentului prin bobină în timpul cursei inverse.

În concluzie, pentru a se obține un curent în formă de dinte de ferăstrău prin bobina de deflexie pe verticală este necesar ca la bornele bobinei să se aplice o tensiune în formă de dinte de ferăstrău și impuls (fig. 5.8), cunoscută sub denumirea de tensiune în dinte de ferăstrău cu piedestal.

Forma necesară a tensiunii la bornele bobinei de deflexie pe verticală este determinată nu numai de constanta de timp a bobinei ci și de particularitățile circuitului de baleiaj, în principal, de rezistența internă a generatorului de tensiune care alimentează bobina de deflexie cu tensiune în dinte de ferăstrău și impuls. Dacă generatorul de tensiune prezintă rezistență internă mare (tranzistorul din etajul final este în montajul cu emitor comun, sau în serie cu bobina de deflexie este conectată o rezistență) este necesară o componentă în impuls de valoare mică pentru a se obține un curent liniar variabil. În acest caz componenta în impuls poate chiar lipsi, fără a se înrăutăți prea mult liniaritatea curentului de deflexie. Dacă, însă, generatorul de tensiune prezintă rezistență internă mică (tranzistorul din etajul final este în montajul cu colector comun), pentru a se obține un curent liniar variabil este necesară o componentă în impuls de valoare mare.

Durata cursei inverse a baleiajului pe verticală se poate determina cu relația :

$$t_i = \frac{L_V I_{vv}}{U_{Vi}}, \tag{5.27}$$

care exprimă dependența între variația curentului prin inductanța L_V a bobinei de deflexie pe durata cursei inverse și mărimea U_{Vi} a saltului de tensiune ce apare la bornele inductanței.

Pentru a se asigura un timp de întoarcere mic trebuie ca pe durata cursei de întoarcere rezistența de ieșire a tranzistorului final să fie mare,

Scanned with OKEN Scanner

adică tranzistorul să fie blocat. În felul acesta constanta de timp a circuitului inductiv, prin care se închide curentul de deflexie pe timpul cursei de întoarcere, este mică, asigurîndu-se astfel o viteză de variație mare a curentului. În cazul unui etaj final realizat cu tranzistor *pnp*, se impune deci, pe timpul cursei directe, o variație descrescătoare pentru tensiunea de comandă în dinte de ferăstrău. Din acest motiv, curentul prin bobina de deflexie pe verticală prezintă pe durata cursei directe o variație descrescătoare în dinte de ferăstrău (v. fig. 5.8).

Întrucît mărimea curentului de deflexie I_{vv} trebuie să asigure puterea medie necesară pentru deflexia pe verticală, P_v (v. relația (4.4)), adică :

$$I_{vv} = \sqrt{\frac{12\,P_v}{R_V}},$$

R_V fiind rezistența în curent continuu a bobinei de deflexie pe verticală iar saltul de tensiune este limitat de valoarea tens unii de alimentare, înseamnă că timpul de întoarcere t_i prezintă o valoare limită inferioară, dependentă de valoarea tensiunii de alimentare.

În camerele de televiziune curentul de deflexie I_{v} fiind destul de mic, de ordinul zecilor de mA, întoarcerea fasciculului de electroni pe verticală se realizează în mai puțin de 0,5 ms, adică mult mai rapid decît limita stabilită de standardul de televiziune.

În schemele de baleiaj vertical din receptoarele de televiziune curentul de deflexie I_{vv} este de ordinul sutelor de mA. Ca urmare, dacă nu se prevede un circuit special de accelerare a întoarcerii fasciculului de electroni prin mărirea impulsului de tensiune la bornele bobinei de deflexie pe durata cursei inverse, timpul de întoarcere rezultă de 0,9—1 ms, adică la limita stabilită prin standardul de televiziune.

Limitarea timpului de întoarcere la 1 ms este necesară din considerentul ca întoarcerea fasciculului de electroni să se facă suficient de rapid pentru a nu fi vizibilă pe ecran. Dacă durata întoarcerii ar fi mai mare decît 1,1 ms pot apare 2—3 linii de întoarcere pe verticală la limita superioară a rastrului. Pe de altă parte, este de dorit ca timpul de întoarcere să fie mai mic de 1 ms în scopul de a reduce puterea disipată pe tranzistoarele finale ale baleiajului vertical, deci solicitarea lor termică.

Reducerea timpului de întoarcere de la 1 ms la circa 0,65 ms, adică cu aproximativ 33 %, are ca rezultat reducerea de circa 3 ori a puterii disipate pe tranzistoarele finale, ceea ce la un circuit integrat este de importanță deosebită pentru creșterea fiabilității lui. Pentru reducerea timpului de întoarcere se folosesc circuite speciale, care asigură mărirea impulsului de tensiune ce se aplică la bornele bobinei de deflexie pe durata întoarcerii. În acest fel se accelerează inversarea sensului curentului prin bobină precum și creșterea curentului la valoarea necesară pentru începutul cursei directe.

La nivel de schemă bloc, baleiajul pe verticală se compune dintr-un oscilator pilot sincronizat din exterior, un circuit de formare a tensiunii în dinte de ferăstrău, un etaj de comandă (etaj intermediar) și un etaj final, a cărui sarcină o constituie bobina de deflexie pe verticală.

Scanned with OKEN Scanner

Oscilatorul pilot generează impulsuri dreptunghiulare înguste pentru comanda circuitului de formare a tensiunii în dinte de ferăstrău. Perioada și durata acestor impulsuri stabilesc perioada și durata cursei inverse a tensiunii în dinte de ferăstrău. Etajul de comandă este necesar în schema baleiajului pe verticală, întrucît puterea semnalului obținut la ieșirea circuitului de formare a tensiunii în dinte de ferăstrău nu este întotdeauna suficientă pentru comanda etajului final. Pe de altă parte, liniaritatea explorării pe verticală este asigurată pentru o anumită formă de variație a curentului prin bobina de deflexie, diferită de forma de variație liniară. În acest scop, tensiunea liniar variabilă obținută la ieșirea circuitului de formare trebuie corectată în mod corespunzător (v. § 5.5.1), înainte de a se aplica la intrarea etajului final. Modificarea formei tensiunii de comandă a etajului final, pentru a se asigura corecția distorsiunilor de neliniaritate ale rastrului pe verticală se realizează, de asemenea, în etajul de comandă. În aceste condiții, etajul final asigură forma necesară a tensiunii la bornele bobinei de deflexie și prin aceasta forma necesară a curentului de deflexie.

În timpul cursei inverse curentul de deflexie trebuie să varieze într-un interval de timp de cel mult 1 ms de la valoarea $-I_M$ la valoarea $+I_M$. Datorită duratei destul de mari a cursei inverse, în cazul baleiajului pe verticală nu se mai poate folosi modul de realizare a întoarcerii fasciculului de electroni întîlnit la baleiajul pe orizontală, adică prin generarea unor oscilații libere în bobina de deflexie pe durata cursei inverse. Întoarcerea se realizează în acest caz prin comanda etajului final cu o tensiune de forma celei prezentate în figura 5.8 (v. fig. 5.2, b și 5.2, c). Prezența impulsului în tensiunea dinte de ferăstrău cu piedestal accelerează efectuarea cursei de întoarcere.

5.4.2. ETAJUL FINAL DIN BALEIAJUL VERTICAL

Etajul final din baleiajul vertical este asemănător ca schemă electrică și funcționare cu un etaj final de audiofrecvență, cu precizarea că etajul final din baleiajul vertical amplifică un semnal în formă de dinte de ferăstrău.

În figura 5.9 se prezintă schema electrică folosită cel mai frecvent în etajul final din baleiajul vertical. Etajul final lucrează în clasă *AB*, fiind realizat în montajul în contratimp cu simetrie complementară și conexiune bootstrap. El este format din tranzistoarele T_2, T_3 (pereche complementară *npn—pnp*) și sarcina L_V, R_V (bobina de deflexie pe verticală *BDV*). Comanda etajului final este asigurată de către etajul de comandă realizat cu tranzistorul T_1.

Cuplarea bobinei de deflexie pe verticală la punctul median *6* al etajului final se realizează prin intermediul condensatorului C_C. Acest condensator asigură o separare în curent continuu a bobinei de deflexie de punctul median *6*, care se află la un potențial egal cu aproximativ jumătatea tensiunii de alimentare, adică $E_C/2$. În acest fel se evită trecerea unui curent continuu prin bobina de deflexie, care ar determina o deplasare permanentă pe verticală a fasciculului de explorare față de

Scanned with OKEN Scanner

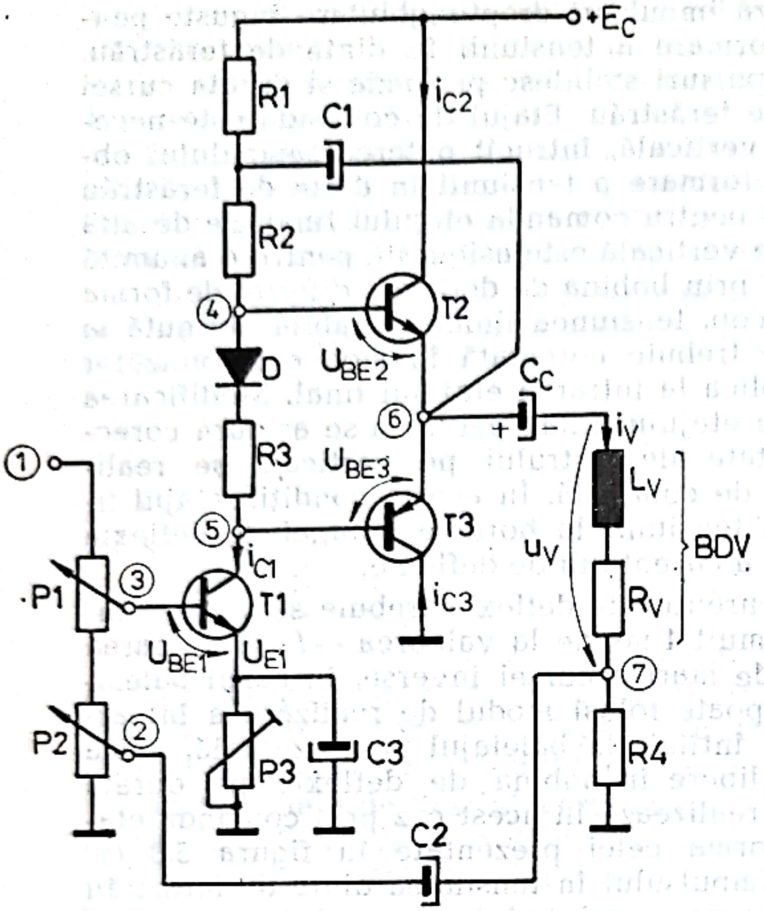


Fig. 5.9. Schema electrică a etajului final din balciajul vertical.

centrul suprafeței explorate. Prezența condensatorului de cuplaj C_c are și avantajul de a elimina necesitatea alimentării etajului final de la două surse de tensiune continuă, $+E_c/2$ și, respectiv, $-E_c/2$. Acest lucru este posibil întrucît condensatorul C_c înmagazinează energia

$$E = \frac{1}{2} C_c U^2_{cc},$$

devenind un rezervor de energie, ca și sursa de alimentare, pentru partea a doua a cursei directe, cînd tranzistorul T_2 este blocat.

Încărcarea condensatorului de cuplaj are loc în regimul tranzitoriu inițial, prin tranzistorul T_2, la o tensiune egală cu diferența de potențial a punctului median *6* față de masă, adică aproximativ $E_c/2$. Curentul de deflexie trecînd prin condensator îl încarcă și îl descarcă în mod alternativ, rezultînd la bornele condensatorului o tensiune u_{cc} de formă parabolică (fig. 5.10). Valoarea condensatorului de cuplaj trebuie să fie suficient de mare ($X_{cc} \ll R_V$)pentru ca prezența lui să nu introducă distorsiuni de neliniaritate în baleiajul pe verticală, adică componenta parabolică să rezulte de amplitudine mică.

Rezistența ajustabilă P_3 din emitorul tranzistorului T_1 stabilește regimul de curent continuu al celor trei tranzistoare, T_1, T_2 și T_3, adică tensiunile continue din punctele *4*, *5* și *6* ale etajului final. Acest lucru este posibil datorită cuplajului direct dintre colectorul tranzistorului din etajul de comandă și bazele tranzistoarelor din etajul final. Reacția negativă în curent continuu realizată de către rezistența P_3 asigură și îmbunătățirea stabilității termice a punctelor statice de funcționare ale etajelor.

Micșorarea rezistenței P_3 determină creșterea componentei continue a curentului de colector pentru cele trei tranzistoare și, deci, micșorarea tensiunii de regim permanent U_{cc} de pe condensatorul de cuplaj C_c. Micșorarea acestei tensiuni, care în mod normal este aproximativ $E_c/2$, conduce la limitarea curentului de deflexie pe a doua jumătate a cursei directe, ceea ce are ca efect comprimarea rastrului în partea de jos, dar și la desimetrizarea puterii disipate pe tranzistoarele finale.

Scanned with OKEN Scanner

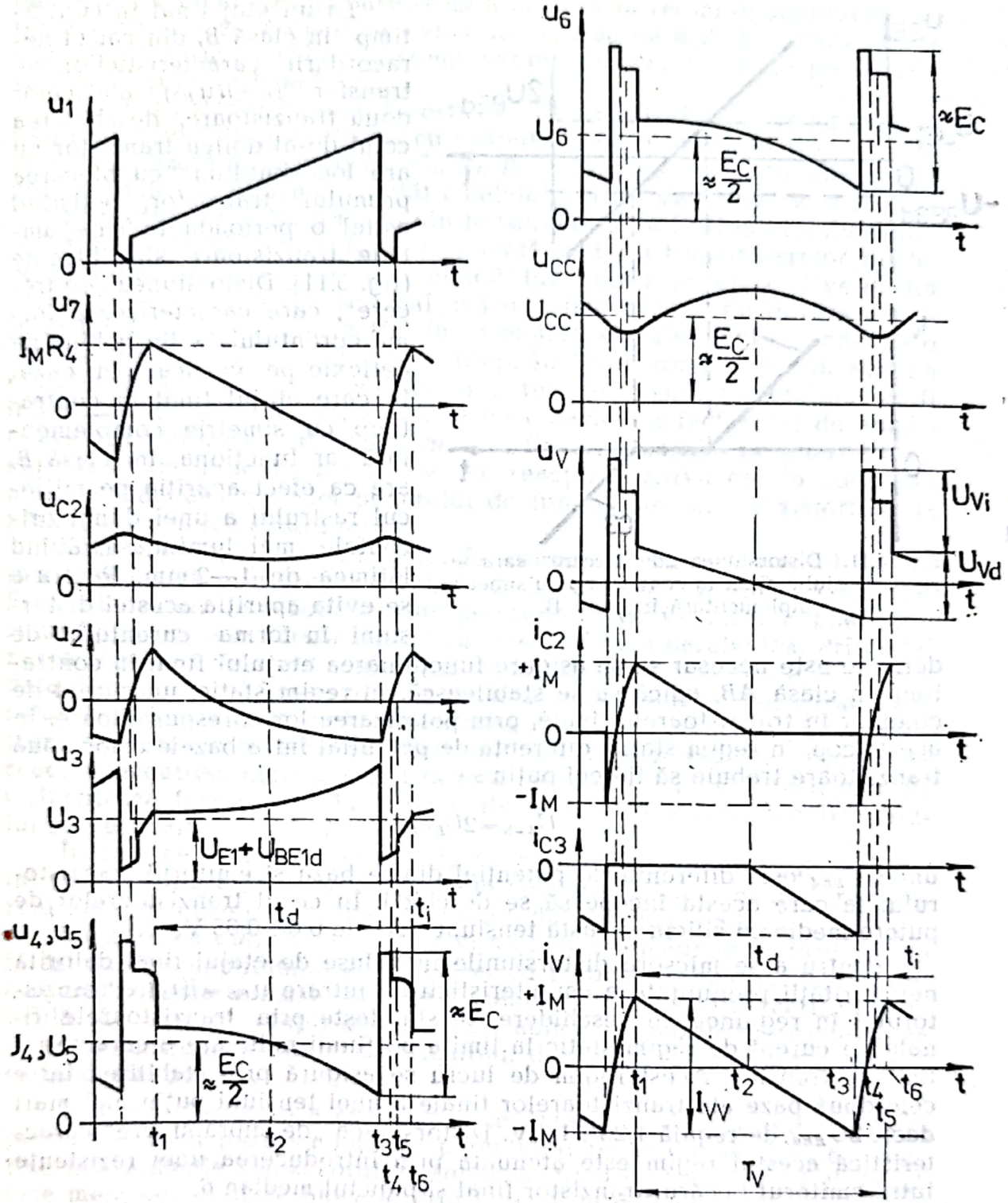


Fig. 5.10. Formele de variație ale tensiunilor și curenților în punctele principale ale schemei electrice din figura 5.9.

Pentru ca rezistența ajustabilă P_3 să influențeze numai regimul de curent continuu al celor trei tranzistoare, ea este decuplată pentru componenta alternativă de către condensatorul C_3.

Scanned with OKEN Scanner

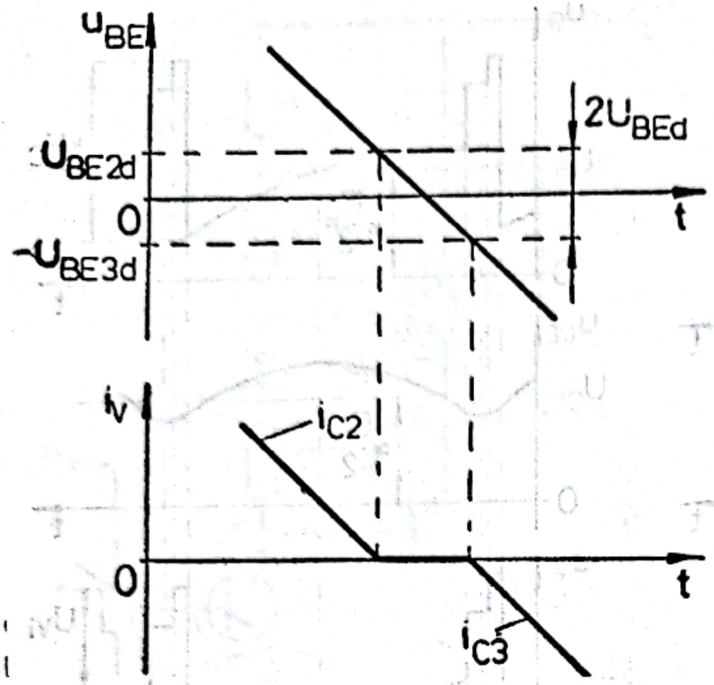


Fig. 5.11. Distorsiunea „de trecere" caracteristică etajului final în contratimp cu simetrie complementară în clasă B.

La un etaj final în contratimp în clasă *B*, din cauza neracordării caracteristicilor de transfer $i_C = f(u_{BE})$ ale celor două tranzistoare, deschiderea celui de-al doilea tranzistor nu are loc simultan cu blocarea primului tranzistor, existînd astfel o perioadă în care ambele tranzistoare sînt blocate (fig. 5.11). Distorsiunea „de trecere", care caracterizează forma curentului i_V din bobina de deflexie pe verticală în cazul în care etajul final în contratimp cu simetrie complementară ar funcţiona în clasă *B*, are ca efect apariţia pe mijlocul rastrului a unei dungi orizontale, mai luminoasă, avînd lăţimea de 1—2 mm. Pentru a se evita apariţia acestei distorsiuni în forma curentului de deflexie este necesar să se asigure funcţionarea etajului final în contratimp în clasă *AB*, adică să se stabilească, în regim static, un curent de colector în tranzistoarele finale, prin polarizarea lor corespunzătoare. În acest scop, în regim static, diferenţa de potenţial între bazele celor două tranzistoare trebuie să fie cel puţin :

$$U_{4-5} = 2U_{BEd},$$

unde U_{BEd} este diferenţa de potenţial dintre baza şi emitorul tranzistorului la care acesta începe să se deschidă. În cazul tranzistoarelor de putere medie cu siliciu această tensiune este de 0,6÷0,65 V.

Pentru a se micşora distorsiunile introduse de etajul final datorită neliniarităţii pronunţate a caracteristicii de intrare $u_{BE} = f(i_B)$ a tranzistorului în regiunea de deschidere, se stabileşte prin tranzistoarele finale un curent de regim static la limita porţiunii neliniare a caracteristicii de transfer. Acest regim de lucru se asigură prin stabilirea între cele două baze ale tranzistoarelor finale a unei tensiuni puţin mai mari decît $2U_{BEd}$, de regulă 1,25÷1,3 V. Distorsiunea „de suprapunere" caracteristică acestui regim este atenuată prin introducerea unei rezistenţe între emitorul fiecărui tranzistor final şi punctul median 6.

Polarizarea tranzistoarelor finale se realizează prin montarea în serie, între cele două baze, a unei diode cu siliciu conectată în sens direct şi a unei rezistenţe (grupul *D*, R_3 din fig. 5.9), sau a două diode cu siliciu conectate în sens direct.

Rolul diodei în circuitul de polarizare a bazelor celor două tranzistoare este de a stabiliza din punct de vedere termic tensiunea dintre

Scanned with OKEN Scanner

bazele celor două tranzistoare și de a asigura în regim dinamic o rezistență mult mai mică decît în regim static. Cea de a doua condiție este necesară pentru ca valoarea componentei alternative să fie pe cît posibil aceeași pe ambele baze.

Etajul final din baleiajul vertical este prevăzut cu o reacție pozitivă de tip bootstrap, realizată cu grupul C_1, R_2 și o reacție negativă de curent, realizată cu grupul R_4, C_2, P_2, P_1 și T_1. Aceste reacții asigură, în primul rînd, corecția neliniarității baleiajului pe verticală (v. § 5.5.3.2).

Prin grupul C_1, R_2, o parte din tensiunea de la ieșirea etajului final, adică din punctul median *6*, este aplicată pe baza tranzistoarelor finale, adunîndu-se cu tensiunea de comandă. Prezența reacției pozitive de tip bootstrap are ca efect principal mărirea impedanței de intrare a etajului final, asigurîndu-se astfel funcționarea etajului de comandă pe o sarcină aproximativ constantă în timp. În lipsa acestei reacții, sarcina etajului de comandă și, deci, amplificarea de tensiune a etajului ar fi influențate de variația, cu curentul de colector, a factorului de amplificare în curent, h_{21E}, al tranzistoarelor finale, rezultînd neliniarități ale curentului de deflexie. De asemenea, reacția pozitivă de tip bootstrap permite mărirea excursiei punctului de funcționare al tranzistorului T_2 pînă în apropierea saturației.

Tensiunea u_7 de pe rezistența R_4, proporțională cu curentul de deflexie, se aplică prin grupul C_2, P_2, P_1 în baza tranzistorului de comandă. Forma tensiunii de reacție u_2 este determinată de valoarea condensatorului C_2, la bornele căruia tensiunea este de formă parabolică. Prin adunarea tensiunii de reacție u_2 la tensiunea liniară în dinte de ferăstrău, dată de oscilatorul baleiajului pe verticală, se obține în baza tranzistorului T_1 o tensiune în dinte de ferăstrău de formă concavă. Etapele de formare a acestei tensiuni sînt date în figura 5.10. În concluzie, prezența reacției negative, care poate fi dozată cu ajutorul potențiometrului P_2, influențează forma curentului de deflexie și deci liniaritatea baleiajului pe verticală.

În cele ce urmează se prezintă funcționarea etajului final de baleiaj pe verticală cu referire la formele de variație ale tensiunilor și curenților în diferite puncte ale circuitului, date în figura 5.10.

La intrarea etajului de comandă se aplică tensiunea u_3 în dinte de ferăstrău, de amplitudine crescătoare, cu piedestal negativ. Piedestalul asigură blocarea tranzistorului de comandă pe durata întoarcerii pe verticală. Ca urmare, etajul de comandă aplică pe bazele tranzistoarelor finale o tensiune în dinte de ferăstrău, de amplitudine descrescătoare, cu piedestal pozitiv.

În prima jumătate a cursei directe, tensiunea de comandă u_4 (respectiv u_5) fiind pozitivă față de potențialul punctului median *6*, menține în conducție tranzistorul T_2 (*npn*), în timp ce tranzistorul T_3 (*pnp*) este menținut în stare blocată. Prin bobina de deflexie trece un curent în dinte de ferăstrău descrescător, de la sursa de alimentare E_C prin regiunea colector-emitor a tranzistorului T_2 la masă. Acest curent încarcă condensatorul de cuplaj C_C, astfel că tensiunea la bornele lui crește peste valoarea de regim permanent U_{cc}. Cînd componenta alternativă a tensiunii de comandă trece prin zero (momentul t_2), curentul de deflexie se anulează.

Scanned with OKEN Scanner

Tensiunea de comandă, în descreștere continuă, devine negativă față de potențialul punctului median 6, determinînd blocarea tranzistorului T_2 (*npn*) și intrarea în conducție a tranzistorului T_3 (*pnp*). Condensatorul C_c îndeplinește din acest moment rolul de sursă, furnizînd un curent în dinte de ferăstrău, de semn schimbat, prin bobina de deflexie. Acest curent curge de la borna pozitivă a condensatorului C_c prin regiunea emitor-colector a tranzistorului T_3, rezistența R_4, bobina de deflexie, la borna negativă, descărcînd condensatorul de cuplaj C_c. La sfîrșitul cursei directe (momentul t_3), cînd curentul prin bobina de deflexie atinge valoarea negativă maximă, $-I_M$, în baza tranzistorului de comandă se aplică un impuls cu front căzător, cu scopul de a se comanda întoarcerea fasciculului de electroni.

La aplicarea impulsului cu front căzător pe baza tranzistorului T_1, acesta se blochează și, ca urmare, pe bazele tranzistoarelor T_2 și T_3 se obține un impuls pozitiv, care aduce puternic în conducție tranzistorul T_2 (*npn*) și blochează tranzistorul T_3 (*pnp*). În acest moment începe cursa inversă a baleiajului pe verticală.

Întrucît în timpul cursei directe bobina de deflexie a înmagazinat energie magnetică, la comanda schimbării de semn a curentului de deflexie, care are loc imediat după blocarea tranzistorului T_1, ia naștere pe bobina de deflexie un impuls de tensiune pozitiv caracteristic cursei de întoarcere.

Prin urmare, în primul moment al cursei de întoarcere tensiunea instantanee în punctul median 6 este aproximativ egală cu tensiunea de alimentare, iar în momentul imediat următor crește peste această valoare datorită apariției impulsului pozitiv caracteristic întoarcerii. Prezența impulsului pozitiv pe emitorul tranzistoarelor finale are tendința să blocheze tranzistorul T_2 (*npn*) și să aducă în stare de conducție tranzistorul T_3 (*pnp*). Acest lucru nu se întîmplă datorită conexiunii bootstrap, care transmite impulsul pozitiv și pe bazele tranzistoarelor T_2, T_3, asigurînd menținerea blocată a tranzistorului T_3 și conducția inversă la saturație a tranzistorului T_2.

Blocarea tranzistorului T_3, care conducea curentul de deflexie $-I_M$ la sfîrșitul cursei directe și deschiderea bruscă a tranzistorului T_2, care este comandat să conducă în curent pozitiv de cîteva ori mai mare decît $+I_M$, determină ca în bobina de deflexie curentul să varieze de la $-I_M$ la $+I_M$ într-un timp t_i, care reprezintă durata cursei de întoarcere.

Datorită inductanței bobinei de deflexie, variația curentului prin bobină nu poate avea loc brusc ci într-un timp, care depinde de constanta de timp a circuitului și de valoarea saltului de tensiune ce apare la bornele bobinei, adică de valoarea tensiunii de alimentare. Pe durata primei părți a cursei inverse curge curent de la bobina de deflexie prin tranzistorul T_2 spre sursa de alimentare E_c, asigurîndu-se astfel recuperarea unei părți din energia absorbită de la sursă pe durata cursei directe. Acest lucru este posibil datorită prezenței impulsului pozitiv de întoarcere, care polarizează invers regiunea colector-emitor a tranzistorului, asigurînd astfel conducția în sens invers a tranzistorului, de la emitor la colector.

În momentul t_4, cînd toată energia înmagazinată în bobină a fost cedată sursei de alimentare, atît curentul prin bobină cît și impulsul po-

Scanned with OKEN Scanner

zitiv de întoarcere se anulează și ca urmare tranzistorul T_2 revine în starea de conducție normală, fiind încă puternic comandat în bază prin R_1, R_2. Curentul prin bobina de deflexie își schimbă sensul, continuîndu-și creșterea exponențială spre valoarea $+I_M$, sub efectul unei tensiuni mai mari decît tensiunea necesară deflexiei la începutul cursei directe.

Comanda terminării cursei de întoarcere are loc în momentul cînd tranzistorul din etajul de comandă este adus în stare de conducție. Tensiunea în colectorul tranzistorului T_1 scade brusc, polarizînd baza tranzistorului T_2 în sensul blocării. Din acest moment curentul de colector al tranzistorului T_2 urmărește variația în dinte de ferăstrău a tensiunii de comandă și deci reîncepe cursa directă a baleiajului vertical.

Pentru ca reînceperea cursei directe să coincidă cu atingerea valorii pozitive maxime, $+I_M$, a curentului prin bobina de deflexie, este necesar să se realizeze comanda terminării cursei de întoarcere, funcție de amplitudinea curentului de deflexie. Acest lucru se realizează în schema prezentată prin circuitul de reacție negativă. De pe rezistența R_4 se culege o tensiune proporțională cu curentul de deflexie, care se aplică prin potențiometrul P_2 pe baza tranzistorului T_1. Saltul pozitiv care apare în tensiunea liniar variabilă cu piedestal u_1 la momentul t_5 nu poate asigura deschiderea tranzistorului T_1 deoarece $U_{B1} < U_{E1} + U_{BE1d}$ Prin aplicarea în baza tranzistorului T_1 și a tensiunii u_2, proporțională cu curentul de deflexie, dar care este reglabilă ca valoare prin intermediul potențiometrului P_2, se poate asigura comanda începerii cursei directe în momentul t_6, în care curentul de deflexie are valoare $+I_M$.

Pentru a regla dimensiunea imaginii pe verticală este necesar să modificăm amplitudinea vîrf la vîrf a curentului de deflexie, I_{vv}. Acest lucru se realizează, în principal, cu potențiometrul P_1 și, în măsură mult mai mică, cu potențiometrul P_2. Ele modifică amplitudinea tensiunii în dinte de ferăstrău aplicată în baza tranzistorului T_1 și, respectiv, în bazele tranzistoarelor finale.

Alegerea tranzistorului pentru etajul final se face în funcție de curentul maxim prin tranzistor, I_M, și de amplitudinea impulsului de tensiune, U_{Vt} caracteristic cursei inverse precum și în funcție de puterea disipată maximă în timpul comutării tranzistorului *npn*, $P_c = I_M \cdot U_{Vt}$, sau puterea disipată maximă în timpul cursei directe în tranzistorul *npn*, care este cel mai solicitat, adică :

$$P_{dmax} = E_c I_M - 6P_V,$$

unde P_V. este puterea medie necesară pentru deflexia pe verticală [51].

5.4.3. OBȚINEREA TENSIUNII ÎN FORMĂ DE DINTE DE FERĂSTRĂU

Obținerea în baleiajul vertical a unei tensiuni în formă de dinte de ferăstrău se realizează prin încărcarea sau descărcarea unui condensator pe timpul cursei utile, urmată de restabilirea stării inițiale pe timpul cursei de revenire. Dacă tensiunea în formă de dinte de ferăs-

Scanned with OKEN Scanner

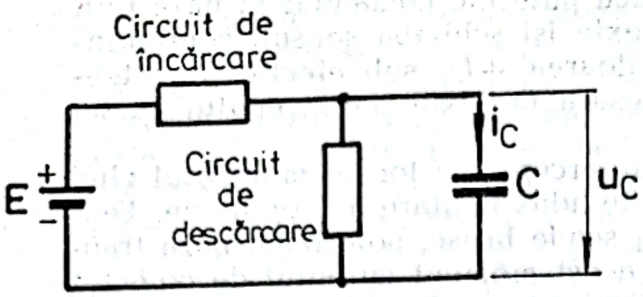


Fig. 5.12. Schema electrică simplificată a unui generator de tensiune liniar variabilă.

trău variază pe timpul cursei utile după o lege apropiată de cea liniară, această formă de variație este cunoscută în literatură și sub denumirea de tensiune liniar variabilă.

Schema electrică simplificată a unui generator de tensiune liniar variabilă (fig. 5.12) se compune dintr-o sursă de tensiune continuă E, condensatorul C și două circuite, unul de încărcare și celălalt de descărcare. Caracterul circuitelor de încărcare și de descărcare stabilesc tipul generatorului — de tensiune liniar crescătoare, respectiv, de tensiune liniar descrescătoare.

Într-un generator de tensiune liniar crescătoare, circuitul de încărcare al condensatorului este practic o sursă de curent constant, iar circuitul de descărcare al condensatorului conține un comutator comandat, care se întrerupe pe timpul cursei utile și se închide pe timpul cursei de revenire. Caracterul constant al curentului de încărcare este necesar pentru a se asigura o viteză constantă de creștere a tensiunii u_C la bornele condensatorului, deoarece :

$$k = \frac{du_C}{dt} = \frac{i_C}{C}.$$

Pentru ca circuitele de încărcare și de descărcare să nu se influențeze reciproc, iar durata cursei de revenire să fie mult mai mică decît durata cursei utile, rezistențele circuitelor de încărcare (R_{inc}) și de descărcare (R_{desc}) trebuie să satisfacă următoarele condiții :

$$R_{inc} \ll R_{desc} \text{ pe timpul cursei utile ;} \tag{5.29}$$

$$R_{inc} \gg R_{desc} \text{ pe timpul cursei de revenire.}$$

Într-un generator de tensiune liniar descrescătoare, circuitul de descărcare al condensatorului este practic un consumator de curent constant (un circuit care absoarbe un curent constant), iar circuitul de încărcare al condensatorului conține un rezistor conectat la condensator pe timpul cursei de revenire, printr-un comutator comandat. Condițiile (5.29), de funcționare normală a generatorului, devin :

$$R_{inc} \gg R_{desc} \text{ pe timpul cursei utile ;} \tag{5.30}$$

$$R_{inc} \ll R_{desc} \text{ pe timpul cursei de revenire.}$$

Îndeplinirea condițiilor (5.29) și, respectiv, (5.30) asigură o stabilitate a nivelului inițial al tensiunii în formă de dinte de ferăstrău, în sensul că tensiunea la bornele condensatorului la începutul cursei utile este practic zero în cazul generatorului de tensiune liniar crescătoare și apropiată de valoarea E în cazul generatorului de tensiune liniar descrescătoare.

Scanned with OKEN Scanner

5.4.3.1. GENERATOR DE TENSIUNE LINIAR CRESCATOARE

Schema generatorului de tensiune liniar crescătoare din figura 5.13, a se compune din comutatorul comandat realizat cu tranzistorul T_1, din sursa de curent constant (stabilizator de curent cu reacție negativă) realizată cu tranzistorul T_2 și din grupul C, R.

Principiul de funcționare al sursei de curent constant realizată cu tranzistorul T_2, al cărui punct de funcționare se găsește în regiunea activă a caracteristicilor statice, se bazează pe folosirea reacției negative de curent serie, introdusă în circuit datorită prezenței rezistenței R_{E2} din emitorul tranzistorului. Ca urmare, tensiunea U_{BE2} dintre baza și emitorul tranzistorului,

$$U_{BE2}=U_{B2}-U_{E2}=U_{B2}-(E_C-I_{E2}R_{E2}), \qquad (5.31)$$

nu este constantă, fiind determinată de căderea de tensiune la bornele rezistenței R_{E2}. adică de valoarea I_{E2} a curentului de emitor al tranzistorului. În aceste condiții, orice variație a curentului I_{E2} determină a variație a mărimilor U_{BE2} și, respectiv, I_{E2} în sensul micșorării variației inițiale.

Funcționarea sursei de curent constant are loc în felul următor:

Pe durata cursei directe a tensiunii liniar crescătoare u_{IE}, tensiunea U_{ab} la bornele sursei de curent constant scade, deoarece:

$$u_{ab}=E_C-u_{IE},$$

și, ca urmare, se micșorează în valoare absolută tensiunea U_{CE2} pe tranzistor. În absența reacției negative (la un curent de bază neschimbat)

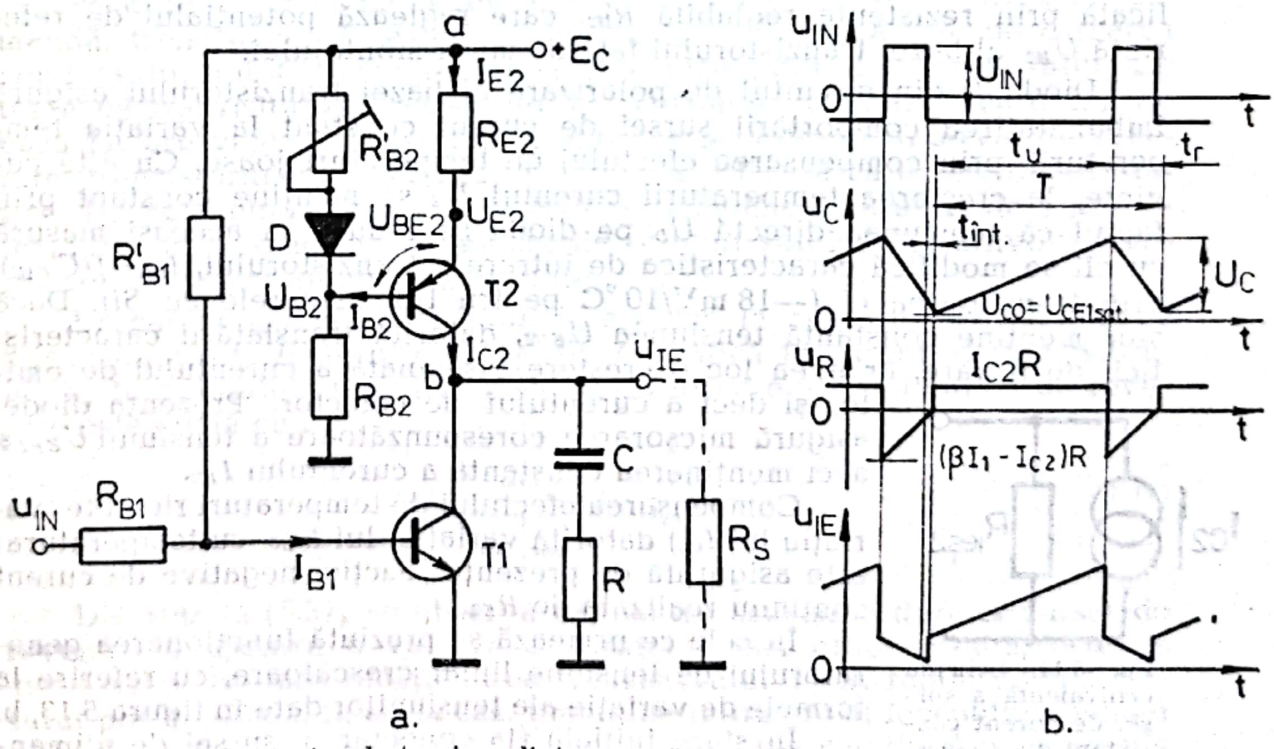


Fig. 5.13. Generator de tensiune liniar crescătoare: *a* — schema electrică; *b* — formele de variație ale tensiunilor.

Scanned with OKEN Scanner

punctul de funcționare s-ar deplasa pe caracteristica de ieșire a tranzistorului, $I_{C2}=f(U_{CE2})$ pentru $I_{B2}=$const., în sensul micșorării curentului de colector. Datorită prezenței reacției negative micșorarea curentului I_{C2} și, în consecință, a curentului I_{E2}, conduce la micșorarea căderii de tensiune pe rezistența R_{E2}. Ca urmare, tensiunea U_{BE2} va deveni mai negativă, iar curentul I_{B2} va crește, diminuînd în acest fel tendința de micșorare a curentului dat de sursă.

La o valoare suficient de mare a rezistenței R_{E2}, adică în prezența unei reacții negative suficient de puternice, curentul de emitor poate fi considerat constant pe durata cursei utile, avînd valoarea :

$$I_{E2}=\frac{E_C-U_{E2}}{R_{E2}}=\frac{E_C-(U_{B2}+|U_{BE2}|)}{R_{E2}}, \tag{5.32}$$

unde :

$$U_{B2}=\frac{R_{B2}}{R_{B2}+R'_{B2}}(E_C-U_D+I_{B2}\cdot R'_{B2}), \tag{5.33}$$

U_D fiind căderea de tensiune pe dioda D. În aceste condiții, sursa de curent constant se poate reprezenta simplificat prin schema echivalentă dată în figura 5.14. Curentul de colector al sursei este dat de relația :

$$I_{C2}=\alpha I_{E2}+I_{CBO}=\alpha\frac{E_C-(U_{B2}+|U_{BE2}|)}{R_{E2}}+I_{CBO}, \tag{5.34}$$

unde α este factorul de amplificare statică în curent al tranzistorului în montajul cu bază comună, iar I_{CBO} este curentul rezidual de colector.

Valoarea curentului I_{C2} al sursei de curent constant poate fi modificată prin rezistența reglabilă R'_{B2}, care reglează potențialul de referință U_{B2} al bazei tranzistorului față de masa montajului.

Dioda D din circuitul de polarizare al bazei tranzistorului asigură îmbunătățirea comportării sursei de curent constant la variația temperaturii, prin compensarea efectului de temperaturi joase. Cu alte cuvinte, la creșterea temperaturii curentul I_{E2} se menține constant prin faptul că tensiunea directă U_D pe diodă se reduce în aceeași măsură cu cît se modifică caracteristica de intrare a tranzistorului, $I_{B2}=f(U_{EB2})$, prin translatarea ei (—18 mV/10 °C pentru tranzistoarele cu *Si*). Dacă s-ar menține constantă tensiunea U_{EB2}, datorită translatării caracteristicii de intrare, ar avea loc o creștere însemnată a curentului de emitor și deci a curentului de colector. Prezența diodei asigură micșorarea corespunzătoare a tensiunii U_{EB2} și deci menținerea constantă a curentului I_{E2}.

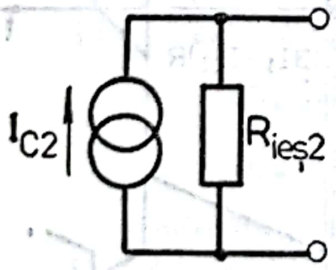


Fig. 5.14. Schema echivalentă a sursei de curent constant din figura 5.13.

Compensarea efectului de temperaturi ridicate (variația lui I_{C2}) datorită variației lui I_{CB0} cu temperatura) este asigurată de prezența reacției negative de curent continuu realizată de R_{E2}.

În cele ce urmează se prezintă funcționarea generatorului de tensiune liniar crescătoare, cu referire la formele de variație ale tensiunilor date în figura 5.13, b.

În stare inițială (la conectarea sursei de alimentare și în lipsa impulsului de comandă) tranzistorul T_1

Scanned with OKEN Scanner

este în conducție la saturație și ca urmare, prin acesta trece întregul curent furnizat de sursa de curent constant.

După aplicarea frontului căzător al tensiunii de comandă u_{IN}, adică pe durata cursei utile t_u, tranzistorul T_1 fiind blocat, condensatorul C se încarcă practic liniar prin sursa de curent constant. Tensiunea la bornele condensatorului este dată de relația :

$$u_C = \frac{1}{C}\int I_{C2}\,\mathrm{d}t \cong \frac{I_{C2}}{C}\,t. \tag{5.35}$$

Începutul cursei utile a tensiunii liniar crescătoare este întîrziat față de momentul în care acționează frontul căzător al tensiunii de comandă. Această întîrziere, t_{int}, este determinată de timpul de resorbție a purtătorilor minoritari înmagazinați în bază și de viteza de scădere a curentului de colector după ieșirea tranzistorului din saturație.

La sfîrșitul cursei utile a tensiunii liniar crescătoare, marcat prin aplicarea frontului ridicător al tensiunii de comandă u_{IN}, tensiunea la bornele condensatorului atinge valoarea :

$$U_C = \frac{I_{C2}}{C}\,t_u. \tag{5.36}$$

După cum se vede din relația (5.36), prin modificarea curentului de încărcare al condensatorului C cu ajutorul rezistenței reglabile R'_{B2} se ajustează amplitudinea U_C a tensiunii liniar crescătoare la valoarea dorită.

Pe durata cursei de revenire t_r, datorită tensiunii pozitive de comandă, tranzistorul T_1 este deschis, asigurîndu-se astfel descărcarea condensatorului C peste regiunea colector-emitor a tranzistorului. Cu toate că tranzistorul T_1 este puternic comandat în bază (curentul de bază I_{B1} are valoare importantă), aproape pe întregul interval de revenire, tranzistorul funcționează în regiunea activă a caracteristicilor statice. De abia cînd tensiunea la bornele condensatorului și deci pe colectorul lui T_1 scade la o valoare de ordinul sutelor de milivolți tranzistorul intră în regiunea de saturație.

Descărcarea condensatorului C are loc la curentul $\beta I_{B1} - I_{C2}$, unde β (sau h_{21E}) este factorul de amplificare statică în curent al tranzistorului T_1 în montajul cu emitor comun. Ca urmare, durata cursei de revenire este egală cu :

$$t_r \cong \frac{U_C}{\left|\frac{\mathrm{d}u_C}{\mathrm{d}t}\right|_{desc}} \cong \frac{CU_C}{I_{B1} - I_{C2}}. \tag{5.37}$$

Din relația (5.37) se observă că, pentru scurtarea duratei cursei de revenire t_r, pentru o valoare a duratei cursei utile t_u dată, este de dorit să se asigure funcționarea tranzistorului T_1 în regim cît mai saturat posibil. Dacă, în acest caz, timpul de întîrziere al începutului cursei utile depășește valoarea admisibilă, se adoptă o soluție de compromis care constă în utilizarea unui condensator de accelerare în paralel cu

Scanned with OKEN Scanner

rezistorul R_{B1} din circuitul de intrare al tranzistorului cu rol de comutator.

Pentru obținerea unei tensiuni liniar crescătoare cu piedestal (tensiunea u_{IE} din figura 5.13, b) s-a prevăzut în schema generatorului de tensiune în dinte de ferăstrău rezistența R, conectată în serie cu condensatorul C. În acest caz, tensiunea u_{IE} este dată de relația :

$$u_{IE}=u_C+u_R,$$

adică tensiunea în dinte de ferăstrău cu piedestal se obține prin însumarea tensiunii în dinte de ferăstrău, u_C, cu tensiunea în impuls, u_R.

Aprecierea gradului de liniaritate a tensiunii în dinte de ferăstrău se face prin așa-numitul coeficient de neliniaritate ε, definit cu relația :

$$\varepsilon=\frac{|du_C/dt|_{t=0}-|du_C/dt|_{t=t_u}}{|du_C/dt|_{t=0}}, \tag{5.38}$$

unde $|du_C/dt|_{t=0}$ și $|du_C/dt|_{t=t_u}$ sînt valorile vitezei de creștere a tensiunii la bornele condensatorului C la începutul și, respectiv, la sfîrșitul cursei utile.

Pentru determinarea coeficientului de neliniaritate al variației tensiunii de la bornele condensatorului C este necesar să se ia în considerare faptul că sursa de curent constant alimentează atît încărcarea condensatorului C cît și cele două rezistențe conectate în paralel cu acesta : rezistența de sarcină exterioară, R_S și rezistența (dinamică) de ieșire a tranzistorului blocat T_1, $R_{ieș1\,bl}$. În acest caz, coeficientul de neliniaritate este dat de relația [53] :

$$\varepsilon\cong\frac{U_C}{I_{C2}}\left(\frac{1}{R_{ieș2}}+\frac{1}{R_{ieș1\,bl}}+\frac{1}{R_S}\right), \tag{5.39}$$

unde $R_{ieș2}$ este rezistența (dinamică) de ieșire a tranzistorului T_2 (v. fig. 5.14) și se poate exprima conform datelor de catalog prin :

$$R_{ieș2}\cong\frac{1}{h_{22e}}\left[1+\frac{R_{E2}}{(R_{B2}\,\|\,R'_{B2})+h_{11e}+R_{E2}}\beta\right].$$

Dacă se are în vedere faptul că rezistența de ieșire $R_{ieș1\,bl}$ a tranzistorului blocat T_1 este mult mai mare decît rezistența de ieșire $R_{ieș2}$ a tranzistorului T_2 pentru curentul I_{C2}, relația (5.39) devine :

$$\varepsilon\cong\frac{U_C}{I_{C2}}\left(\frac{1}{R_{ieș2}}+\frac{1}{R_S}\right). \tag{5.40}$$

Din relația (5.40) se observă că, prezența unei sarcini exterioare la ieșirea generatorului de tensiune în dinte de ferăstrău înrăutățește neglijabil liniaritatea tensiunii la bornele condensatorului C, cu condiția ca mărimea rezistenței de sarcină R_S să fie mult superioară mărimii lui $R_{ieș2}$, adică să fie de ordinul MΩ-lor. În acest caz, valoarea minimă a coeficientului de neliniaritate poate fi :

$$\varepsilon\cong\frac{U_C}{I_{C2}R_{ieș2}} \tag{5.41}$$

și este de ordinul a 1 %.

Scanned with OKEN Scanner

În acest scop între generatorul de tensiune în dinte de ferăstrău și etajul de comandă al etajului final de baleiaj pe verticală se intercalează un etaj tampon, care se caracterizează prin rezistență de intrare mare și deci curent mic de comandă în bază. Un astfel de etaj este repetorul pe emitor realizat cu două tranzistoare în montaj Darlington, care reprezintă o combinație de două tranzistoare conectate în cascadă, adică curentul de emitor al primului tranzistor este curent de bază pentru cel de-al doilea.

5.4.3.2. GENERATOR DE TENSIUNE LINIAR DESCRESCĂTOARE

Schema generatorului de tensiune liniar descrescătoare din figura 5.15, a se compune din comutatorul realizat cu tranzistorul T_1, din consumatorul de curent constant (circuit care absoarbe un curent constant I_{C2}) realizat cu tranzistorul T_2 și din grupul C, R.

Funcționarea generatorului de tensiune liniar descrescătoare, cu referire la formele de variație ale tensiunilor date în figura 5.15, b, decurge astfel :

În stare inițială (la conectarea sursei de alimentare și în lipsa impulsului de comandă u_{IN}) tranzistorul T_1 este în stare de conducție la saturație. Prezența rezistorului R_{C1}, a cărui mărime trebuie să satisfacă condiția :

$$R_{C1} > \frac{R'_{B1}}{\beta}, \qquad (5.42)$$

este necesară pentru asigurarea stării de saturație a tranzistorului T_1.

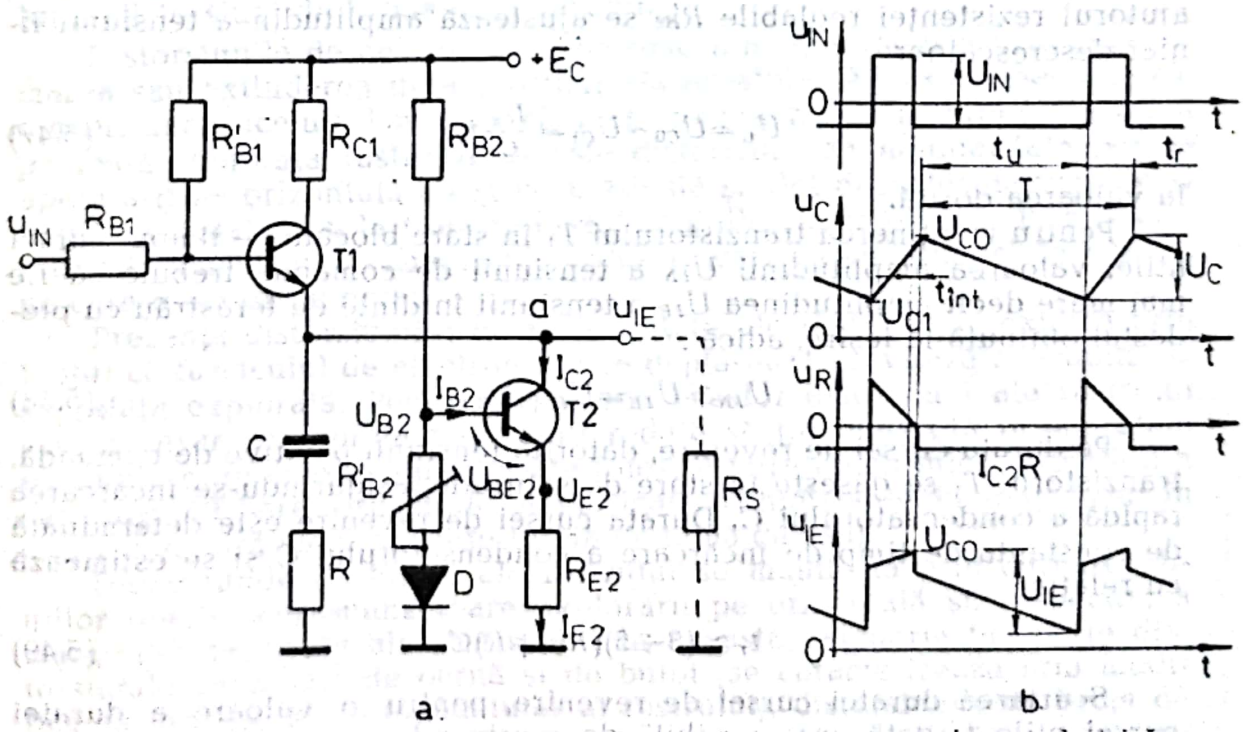


Fig. 5.15. Generator de tensiune liniar descrescătoare : *a* — schema electrică ; *b* — formele de variație ale tensiunilor.

Scanned with OKEN Scanner

În caz contrar joncțiunea colector-bază nu ar ajunge să fie polarizată în sens direct. Pe de altă parte, rezistența R_{C1} se alege de valoare cît mai mică, asigurîndu-se astfel încărcarea condensatorului C la o valoare mai apropiată de tensiunea E_C a sursei de alimentare, adică :

$$U_{C0}=E_C-U_{CE1\,sat}-I_{C2}R_{C1}\cong E_C-I_{C2}R_{C1}, \tag{5.43}$$

unde $U_{CE1\,sat}$ este căderea de tensiune între colectorul și emitorul tranzistorului T_1 în stare de saturație.

După aplicarea frontului căzător al tensiunii de comandă u_{IN}, adică pe durata cursei utile t_u, tranzistorul T_1 fiind blocat, condensatorul C se descarcă practic după o lege liniară prin consumatorul de curent constant. Tensiunea la bornele condensatorului este dată de relația :

$$u_C=U_{C0}-\frac{I_{C2}}{C}t, \tag{5.44}$$

unde :

$$I_{C2}=\frac{U_{E2}}{R_{E2}}=\frac{U_{B2}-U_{BE2}}{R_{E2}}. \tag{5.45}$$

La sfîrșitul cursei utile a tensiunii liniar descrescătoare, marcat de aplicarea frontului ridicător al tensiunii de comandă u_{IN}, tensiunea la bornele condensatorului atinge valoarea :

$$U_{C1}=U_{C0}-\frac{I_{C2}}{C}t_u. \tag{5.46}$$

Prin modificarea curentului de descărcare al condensatorului C, cu ajutorul rezistenței reglabile R'_{B2} se ajustează amplitudinea tensiunii liniar descrescătoare,

$$U_C=U_{C0}-U_{C1}=\frac{I_{C2}}{C}t_u, \tag{5.47}$$

la valoarea dorită.

Pentru menținerea tranzistorului T_1 în stare blocată pe timpul cursei utile, valoarea amplitudinii U_{IN} a tensiunii de comandă trebuie să fie mai mare decît amplitudinea U_{IE} a tensiunii în dinte de ferăstrău cu piedestal obținută la ieșire, adică :

$$U_{IN}>U_{IE}=U_C+I_{C2}R. \tag{5.48}$$

Pe durata cursei de revenire, datorită tensiunii pozitive de comandă, tranzistorul T_1 se găsește în stare de saturație, asigurîndu-se încărcarea rapidă a condensatorului C. Durata cursei de revenire este determinată de constanta de timp de încărcare a condensatorului C și se estimează cu relația :

$$t_r\cong(3\div5)(R_{C1}+R)C. \tag{5.49}$$

Scurtarea duratei cursei de revenire, pentru o valoare a duratei cursei utile t_u dată, este posibilă doar prin micșorarea rezistenței R_{C1}, care se poate realiza fie prin micșorarea corespunzătoare a rezistenței

Scanned with OKEN Scanner

R'_{B1}, fie prin alegerea unui tranzistor cu factorul β mai mare. Valoarea minimă a rezistenței R_{C1} se determină din condiția ca valoarea maximă a curentului prin tranzistorul T_1 saturat, care se obține la începutul cursei de revenire, să nu depășească valoarea maxim admisibilă a curentului de colector al tranzistorului T_1 ($I_{C\,max}$), adică :

$$\frac{U_C}{R_{C1}} + I_{C2} < I_{C\,max},$$

sau

$$R_{C1} > \frac{U_C}{I_{C\,max} - I_{C2}}. \qquad (5.50)$$

5.5. DISTORSIUNI GEOMETRICE ALE RASTRULUI

Prin distorsiuni geometrice ale rastrului se înțelege reproducerea necorespunzătoare a formelor geometrice ale obiectelor dintr-o imagine de televiziune. Cu alte cuvinte, prezența acestor distorsiuni se manifestă prin denaturarea similitudinii geometrice dintre imaginea optică plană a obiectului televizat, focalizată pe suprafața fotosensibilă a tubului vidicon și imaginea redată pe ecranul tubului cinescop.

Datorită caracterului diferit de percepere vizuală, distorsiunile geometrice ale rastrului se împart în distorsiuni de neliniaritate ale rastrului și distorsiuni de formă ale rastrului.

Distorsiunile de neliniaritate ale rastrului se manifestă prin comprimarea sau extinderea unor porțiuni ale acestuia. Aceasta înseamnă că, dimensiunea aceluiași detaliu al unei imagini nu se menține constantă pe toată suprafața rastrului. Aceste distorsiuni de neliniaritate pot să apară atît pe orizontală cît și pe verticală și sînt deosebit de vizibile și neplăcute, mai ales, la transmiterea imaginilor unor obiecte în mișcare, întrucît dimensiunile imaginii obiectului variază în funcție de poziția pe care o ocupă pe ecran.

Prezența distorsiunilor de neliniaritate ale rastrului se explică prin faptul că fasciculul de electroni nu se deplasează cu viteză constantă pe suprafața explorată. Pentru aprecierea acestor distorsiuni ale rastrului este necesar ca suprafața imaginii redate să fie împărțită în suprafețe elementare. În acest scop se poate folosi o mină electronică formată din cel puțin 10 bare, orizontale și verticale, echidistante în timp (sau, în general, o mină electronică în formă de tablă de șah).

Distorsiunile de formă ale rastrului se manifestă prin curbarea liniilor drepte, corespunzătoare explorării pe orizontală și, respectiv, a marginilor verticale ale rastrului. Din această categorie fac parte distorsiunile cu aspect de pernă și de butoi (se caracterizează prin modificarea formatului dreptunghiular al rastrului), distorsiunile de brum de rețea (se manifestă prin distorsionarea marginilor verticale ale rastrului și prin apariția unor benzi orizontale, alternativ strălucitoare și întu-

Scanned with OKEN Scanner

necate, care se deplasează pe verticală), distorsiunile de drapel (sînt provocate de un defect de sincronizare și se traduc prin deplașarea pe orizontală a unui grup de linii de explorare, în general în partea de sus a imaginii) și distorsiunile legate de asimetriile geometrice ale tuburilor vidicon și cinescop.

Ochiul este foarte sensibil la curbarea liniilor drepte și la distorsionarea imaginilor care conțin cercuri. De aceea, pentru punerea în evidență a distorsiunilor de formă ale rastrului și pentru reglarea receptorului de televiziune din acest punct de vedere, mirele electronice conțin linii drepte, orizontale, verticale și oblice, precum și cîte un cerc în centru și în colțurile imaginii.

5.5.1. DISTORSIUNI DE NELINIARITATE ALE RASTRULUI

Deoarece un sistem de televiziune conține blocuri de baleiaj atît în cameră cît și în receptor, fiecare din aceste dispozitive poate introduce distorsiuni de neliniaritate ale rastrului.

Pentru a ilustra efectul unui baleiaj neliniar pe orizontală într-o cameră de televiziune, se presupune că imaginea optică plană focalizată pe suprafața fotosensibilă a tubului vidicon este formată din bare verticale paralele și înguste, așezate la distanțe egale (fig. 5.16) și că viteza de deplasare a fasciculului de electroni, față de valoarea constantă necesară, este mai mică pe prima parte a liniei de explorare și mai mare spre sfîrșitul ei. Întrucît frecvența semnalului video obținut la ieșirea tubului vidicon este proporțională cu numărul de bare verticale și cu viteza de explorare pe orizontală, baleiajul neliniar va determina o deviație a frecvenței semnalului video de ieșire, față de cazul baleiajului liniar, după cum se arată în figura 5.16. Prin redarea acestui semnal pe un receptor video cu baleiaj liniar se va obține o imagine formată din bare verticale paralele, care, însă, nu mai sînt echidistante ca în imaginea originală. Are loc o extindere a rastrului în partea stîngă a imaginii și o comprimare a acestuia în partea dreaptă.

Prin urmare, efectul unui baleiaj neliniar într-o cameră de televiziune conduce la distorsiuni de frecvență ale semnalului video obținut la ieșirea tubului vidicon, care sînt similare din punct de vedere al efectului cu distorsiunile de neliniaritate ce apar pe ecranul tubului cinescop în cazul unui baleiaj neliniar.

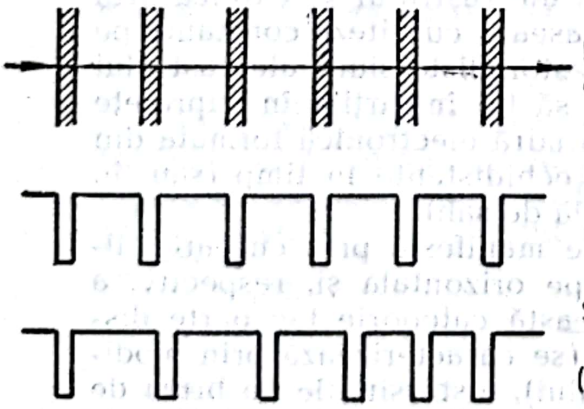


Fig. 5.16. Efectul neliniarității baleiajului pe orizontală într-o cameră de televiziune.

Distorsiunile de neliniaritate ale rastrului se datoresc, pe de o parte, planeității suprafeței explorate — în care caz sînt cunoscute sub denumirea de distorsiuni neliniare simetrice — și, pe

Scanned with OKEN Scanner

de altă parte, rezistenței echivalente de pierderi a circuitului de baleiaj pe orizontală și, respectiv, comportării neliniare a tranzistorului din circuitul de baleiaj pe verticală — adică distorsiuni neliniare nesimetrice.

5.5.1.1. DISTORSIUNI NELINIARE SIMETRICE

Ca rezultat al acțiunii cîmpului magnetic de intensitate H din bobina de deflexie, traiectoria rectilinie a fasciculului de electroni și perpendiculară pe cîmpul magnetic H devine circulară cu centrul în O (în figura 5.17 cîmpul magnetic H este considerat perpendicular pe planul hîrtiei). Din momentul în care fasciculul de electroni iese de sub acțiunea cîmpului magnetic H, traiectoria lui devine din nou rectilinie însă face un unghi α cu traiectoria inițială.

Dacă se presupune, pentru simplificare, că lungimea axială a cîmpului magnetic de deflexie nu diferă de lungimea b a bobinei de deflexie și că în interiorul bobinei cîmpul magnetic este uniform, raza traiectoriei circulare AB, în cazul cînd electronul pătrunde în cîmp cu viteza v, este dată de relația :

$$r = \frac{mv}{e\mu_0 H}, \qquad (5.51)$$

unde m și e reprezintă masa, respectiv, sarcina electronului, iar μ_0 permeabilitatea magnetică a vidului.

Întrucît viteza cu care intră un electron în cîmpul magnetic de deflexie este determinată de tensiunea de alimentare a anodului tubului, U_a, adică :

$$v = \sqrt{\frac{2e}{m} U_a},$$

iar cîmpul magnetic H este proporțional cu curentul prin bobină,

$$H = k_1 i_B,$$

relația (5.51) se poate scrie :

$$r = \sqrt{\frac{2m}{e} U_a} \frac{1}{\mu_0 k_1 i_B}. \qquad (5.52)$$

Se poate considera, cu aproximație destul de bună, că toate fasciculele de electroni pleacă spre suprafața explorată din centrul virtual de deflexie F, care se găsește la distanța l de suprafața explorată (figura 5.17).

Datorită planeității suprafeței explorate (raza de curbură R a suprafeței explorate este mult mai mare decît raza de curbură a defle-

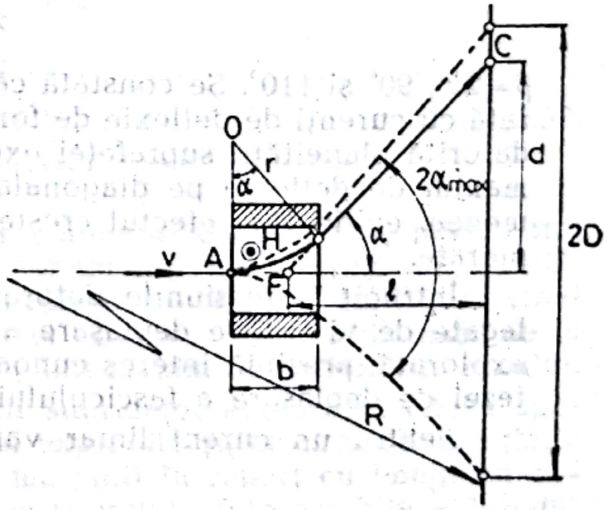


Fig. 5.17. Deflexia magnetică în cazul unei suprafețe explorate plane.

Scanned with OKEN Scanner

xiei l), deviația d a fasciculului de electroni pe suprafața explorată este proporțională cu tangenta unghiului de deflexie α, adică :

$$d = l \cdot tg\, \alpha, \tag{5.53}$$

unde :

$$\sin \alpha = \frac{b}{r} = \sqrt{\frac{e}{2mU_a}}\, b\, \mu_0\, k_1\, i_B = k_2\, i_B, \tag{5.54}$$

k_2 fiind un coeficient de proporționalitate,

$$k_2 = b\, \mu_0\, k_1 \sqrt{\frac{e}{2mU_a}}.$$

Pentru valoarea I_M a curentului prin bobina de deflexie se obține deviația maximă D a fasciculului de electroni față de centrul suprafeței explorate. Această deviație corespunde unghiului maxim de deflexie α_{max}.

Din relațiile (5.53) și (5.54) scrise în formă normalizată, adică :

$$\frac{d}{D} = \frac{\operatorname{tg} \alpha}{\operatorname{tg} \alpha_{max}} \text{ și, respectiv, } \frac{i_B}{I_M} = \frac{\sin \alpha}{\sin \alpha_{max}},$$

rezultă relația între deviația normalizată și curentul de deflexie normalizat, care este de forma :

$$\frac{\alpha}{D} = \frac{i_B}{I_M} \cdot \frac{\cos \alpha_{max}}{\sqrt{1 - \left(\frac{i_B}{I_M} \sin \alpha_{max}\right)^2}}. \tag{5.55}$$

Relația (5.55) scoate în evidență dependența neliniară între deviația d și curentul de deflexie i_B care i-a dat naștere. Prin urmare, această relație descrie distorsiunea ce apare în cazul deflexiei magnetice datorită planeității suprafeței explorate. În figura 5.18, a este dată reprezentarea grafică a relației (5.55) pentru trei unghiuri maxime de deflexie pe diagonala suprafeței explorate

$$\beta = 2\alpha_{max}, \tag{5.56}$$

$\beta = 20°$, 90° și 110°. Se constată că o imagine de dimensiune dată, explorată cu curenți de deflexie de formă liniar variabilă, prezintă distorsiuni datorită planeității suprafeței explorate cu atît mai mari cu cît unghiul maxim de deflexie pe diagonala tubului este mai mare. Este, de asemenea, evident că efectul crește cu distanța din centrul suprafeței explorate.

Întrucît distorsiunile datorate planeității suprafeței explorate sînt legate de viteza de deplasare a fasciculului de electroni pe suprafața explorată, prezintă interes cunoașterea formei de variație în timp a vitezei de deplasare a fasciculului de electroni pe durata cursei directe.

Pentru un curent liniar variabil prin bobina de deflexie, adică :

$$i_B = kt,$$

unde k este viteza de creștere a curentului și avîndu-se în vedere re-

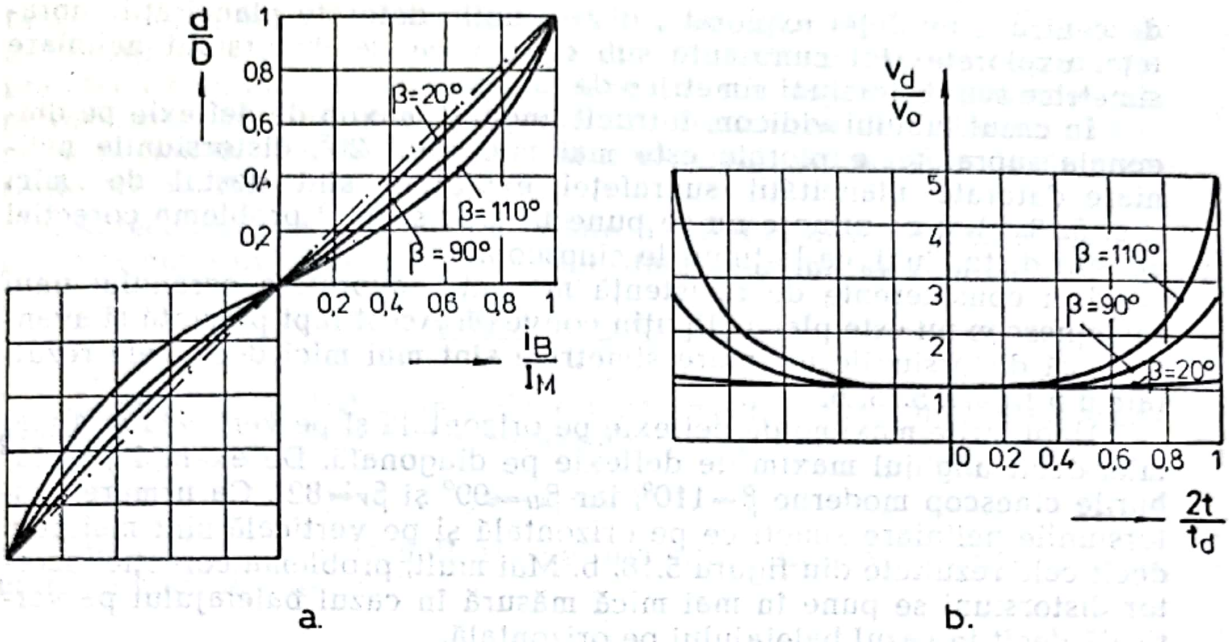


Fig. 5.18. Distorsiuni în deflexia magnetică datorită planeității suprafeței explorate: *a* — dependența neliniară între deviația *d* și curentul de deflexie *i* ; *b* — variația vitezei de deplasare a fasciculului de electroni pe suprafața explorată în timpul cursei directe.

lația (5.55), viteza de deplasare a spotului pe durata cursei directe se poate determina cu relația :

$$v_d = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(d) = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left[\frac{Dtk\cdot\cos\alpha_{max}}{\sqrt{I_M^2-(kt\cdot\sin\alpha_{max})^2}}\right] = \frac{D_h\cos\alpha_{max}}{I_M\left[1-\left(\frac{kt}{I_M}\cdot\sin\alpha_{max}\right)^2\right]^{3/2}} \quad (5.57)$$

Relația (5.57) poate fi normalizată raportîndu-se viteza v_d la viteza spotului în centrul suprafeței explorate, v_0, adică la momentul $t=0$. Avîndu-se în vedere că :

$$I_M = k\cdot t_d/2,$$

relația (5.57) se poate scrie :

$$\frac{v_d}{v_0} = \frac{1}{\left[1-\left(\frac{2}{t_d}t\cdot\sin\alpha_{max}\right)^2\right]^{3/2}} \quad (5.58)$$

În figura 5.18, b se dă reprezentarea grafică a relației (5.58) pentru trei unghiuri maxime de deflexie pe diagonala suprafeței explorate, $\beta=20°$, 90° și 110°. Se constată că viteza de deplasare a fasciculului de electroni pe suprafața explorată în timpul cursei directe crește cu distanța de la centrul suprafeței explorate și cu unghiul maxim de deflexie al tubului.

În concluzie, datorită planeității suprafeței explorate, viteza spotului crește spre marginile suprafeței explorate și, ca urmare, imaginile vor apărea deformate (extinse spre margini) în raport cu imaginea optică originală ce a fost proiectată pe suprafața fotosensibilă a tubului analizor de imagine. Întrucît deformațiile care apar sînt simetrice față

de centrul suprafeței explorate, distorsiunile datorate planeității suprafeței explorate sînt cunoscute sub denumirea de distorsiuni neliniare simetrice sau distorsiuni simetrice de tangență.

În cazul tubului vidicon, întrucît unghiul maxim de deflexie pe diagonala suprafeței explorate este mai mic decît 20°, distorsiunile neliniare datorate planeității suprafeței explorate sînt destul de mici (fig. 5.18, b) și ca urmare nu se pune în mod special problema corecției acestor distorsiuni, ca la tuburile cinescop.

Din considerente de rezistență mecanică suprafața ecranului unui tub cinescop nu este plană ci puțin convexă. Acest fapt prezintă și avantajul că distorsiunile neliniare simetrice sînt mai mici decît cele rezultate din figura 5.18, b.

Unghiurile maxime de deflexie pe orizontală și pe verticală sînt mai mici decît unghiul maxim de deflexie pe diagonală. De exemplu, la tuburile cinescop moderne $\beta=110°$, iar $\beta_H=99°$ și $\beta_V=82°$. Ca urmare, distorsiunile neliniare simetrice pe orizontală și pe verticală sînt mai mici decît cele rezultate din figura 5.18, b. Mai mult, problema corecției acestor distorsiuni se pune în mai mică măsură în cazul baleiajului pe verticală decît în cazul baleiajului pe orizontală.

5.5.1.2. DISTORSIUNI NELINIARE NESIMETRICE

Apariția distorsiunilor neliniare nesimetrice în baleiajul orizontal și, respectiv, în baleiajul vertical nu este determinată de aceleași cauze; motiv pentru care problema distorsiunilor neliniare nesimetrice se tratează separat pentru fiecare din cele două baleiaje.

În baleiajul orizontal, distorsiunile neliniare nesimetrice ale rastrului se datoresc rezistenței echivalente pierderilor din circuit (v. § 5.3.2).

Datorită rezistenței echivalente de pierderi curentul prin bobina de deflexie variază după o lege exponențială:

$$i_H=(E/R)(1-e^{-t/\tau_H})+I_0, \qquad (5.59)$$

unde $\tau_H=L_H/R$ este constanta de timp a circuitului, iar I_0 este o constantă de integrare. Cu alte cuvinte, se constată o scădere a tensiunii aplicate bobinei de deflexie pe durata cursei directe, întrucît creșterea în timp a curentului prin bobina de deflexie conduce la creșterea căderii de tensiune pe rezistența echivalentă de pierderi R.

Forma de variație a curentului prin bobina de deflexie se aseamănă cu forma de variație prezentată cu linie plină în figura 5.4, b, cu observația că viteza de creștere a curentului la începutul cursei directe a explorării este egală cu viteza de creștere a curentului liniar variabil, reprezentat cu linie întreruptă în figură, adică:

$$\alpha_0=\left.\frac{di_H}{dt}\right|_{t=0}=\frac{E}{L_H}.$$

În concluzie, datorită rezistenței echivalente de pierderi, viteza fasciculului de electroni scade spre marginea din dreapta a suprafeței explorate și, ca urmare, imaginile vor apărea deformate (comprimate în partea dreaptă) în raport cu imaginea optică originală ce a fost proiec-

Scanned with OKEN Scanner

tată pe suprafața fotosensibilă a tubului analizor de imagine. Întrucît deformațiile care apar pe orizontală sînt nesimetrice față de centrul suprafeței explorate, distorsiunile datorate rezistenței echivalente de pierderi a circuitului sînt cunoscute sub denumirea de distorsiuni neliniare nesimetrice pe orizontală sau distorsiuni nesimetrice de neliniaritate orizontală.

Aprecierea gradului de liniaritate a curentului de deflexie se face prin așa-numitul coeficient de neliniaritate ε, definit cu relația :

$$\varepsilon = \frac{|\,di_H/dt\,|_{t=0-} - |\,di_H/dt\,|_{t=t_d}}{|\,di_H/dt\,|_{t=0}} . \qquad (5.60)$$

Ca urmare, ținînd seama de relația (5.59), rezultă următoarea expresie de calcul pentru coeficientul de neliniaritate :

$$\varepsilon = 1 - e^{-t_d/\tau_H}. \qquad (5.61)$$

În cazul bobinei de deflexie pe orizontală, fiind vorba despre neliniarități mici, deoarece :

$$t_d/\tau_H \ll 1,$$

coeficientul de neliniaritate se poate calcula cu expresia aproximativă :

$$\varepsilon \cong t_d/\tau_H = t_d R/L_H. \qquad (5.62)$$

Prin urmare, pentru a îmbunătăți liniaritatea curentului de deflexie, constanta de timp a circuitului, $\tau_H = L_H/R$, este necesar să fie cît mai mare posibil.

În baleiajul vertical, distorsiunile neliniare nesimetrice ale rastului se datoresc, pe de o parte, scăderii factorului de amplificare statică în curent, h_{21E}, al tranzistorului (fig. 5.19, a), la curenți de colector mari și, pe de altă parte, caracterului neliniar al caracteristicii de transfer, $i_C = f(U_{BE})$, a tranzistorului (fig. 5.19, b). În aceste condiții, aplicînd pe baza tranzistorului o tensiune liniar crescătoare cu piedestal, curentul care rezultă în co-

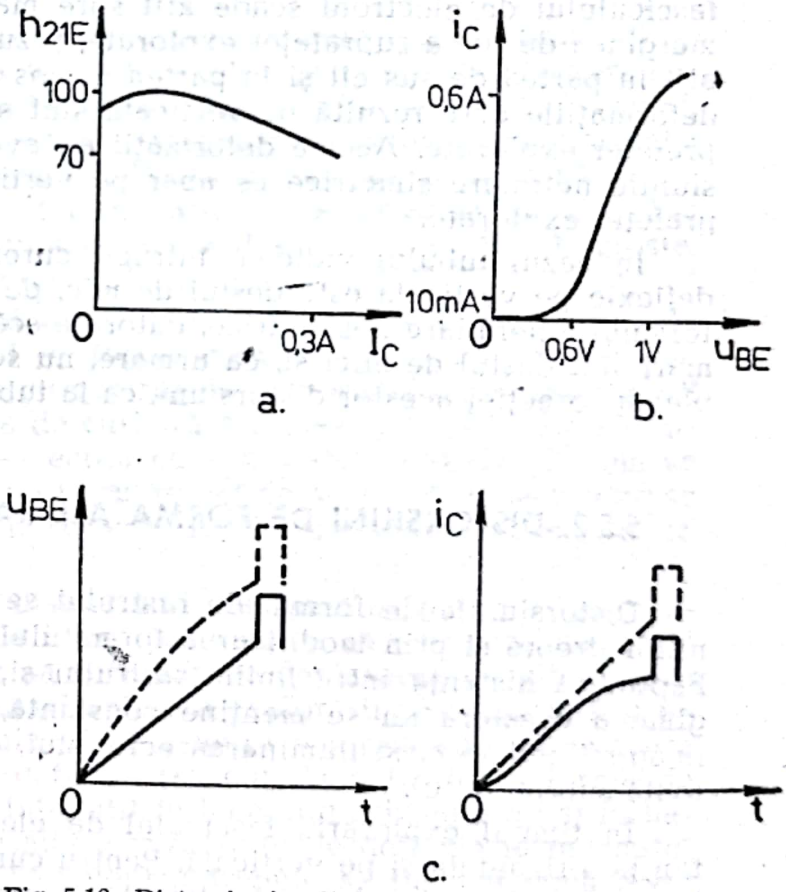


Fig. 5.19. Distorsiuni neliniare nesimetrice în baleiajul vertical : *a* — variația factorului de amplificare statică în curent al tranzistorului ; *b* — caracteristica de transfer a tranzistorului ; *c* — forma tensiunii de comandă pentru un curent liniar de colector (cu linie întreruptă).

Scanned with OKEN Scanner

lectorul tranzistorului este neliniar, adică deformat ca în figura 5.19, c. Cu linie întreruptă s-a reprezentat variația curentului i_C în cazul ideal, cînd tranzistorul ar amplifica liniar și, de asemenea, forma tensiunii de comandă u_{BE}, în mod voit modificată, care asigură la ieșire, în cazul real, un curent liniar de colector cu amplitudinea dorită.

În concluzie, datorită comportării neliniare a tranzistorului, viteza fasciculului de electroni scade spre marginea de jos a suprafeței explorate și, ca urmare, imaginile vor apărea deformate (comprimate în partea de jos) în raport cu imaginea originală. Întrucît deformațiile care apar pe verticală datorită comportării neliniare a tranzistorului sînt nesimetrice față de centrul suprafeței explorate, aceste distorsiuni sînt cunoscute sub denumirea de distorsiuni neliniare nesimetrice pe verticală sau distorsiuni nesimetrice de liniaritate verticală.

La etajele finale de baleiaj pe verticală în montajul în contratimp cu simetrie complementară, datorită scăderii factorului de amplificare statică în curent h_{21E} al tranzistoarelor finale la curenți mai mari, rezultă o formă de variație neliniară, dar simetrică, a curentului de deflexie (formă de variație în S, v. figura 5.21, curba 2). Ca urmare, viteza fasciculului de electroni scade atît spre marginea de sus cît și spre marginea de jos a suprafeței explorate, rezultînd o imagine comprimată atît în partea de sus cît și în partea de jos a rastrului. Cu alte cuvinte, deformațiile care rezultă pe verticală sînt simetrice față de centrul suprafeței explorate. Aceste deformații au avantajul de a corecta distorsiunile neliniare simetrice ce apar pe verticală datorită planeității suprafeței explorate.

În cazul tubului vidicon, întrucît curentul maxim prin bobina de deflexie pe verticală este destul de mic, de ordinul zecilor de mA, distorsiunile neliniare nesimetrice, datorate scăderii lui h_{21F}, la curenți mai mari sînt destul de mici și, ca urmare, nu se pune, în mod special, problema corecției acestor distorsiuni, ca la tuburile cinescop.

5.5.2. DISTORSIUNI DE FORMA ALE RASTRULUI

Distorsiunile de formă ale rastrului se manifestă prin curbarea liniilor drepte și prin modificarea formatului dreptunghiular al rastrului. Faptul că distanța între liniile rastrului și, respectiv, pe întreaga lungime a acestora nu se menține constantă, afectează nu numai forma imaginii redate ci și iluminarea ecranului, care nu mai este aceeași pe toată suprafața lui.

În timpul explorării, fasciculul de electroni se deplasează simultan pe orizontală și pe verticală. Pentru curenți liniar variabili prin bobinele de deflexie, datorită planeității suprafeței explorate, fasciculul de electroni, în mișcarea lui de la mijlocul suprafeței explorate spre marginile ei, își va mări treptat viteza de deplasare, atingînd în colțurile suprafeței explorate viteza maximă. Ca urmare, pe un ecran cu suprafață plană, formatul dreptunghiular al rastrului va fi deformat ca în

Scanned with OKEN Scanner

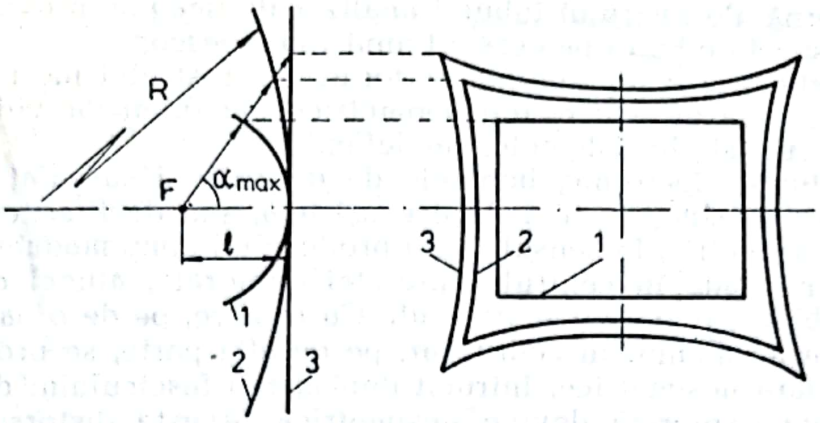


Fig. 5.20. Distorsiuni cu aspect de pernă ale rastrului pentru trei forme ale ecranului tubului cinescop : 1 — formă convexă cu $R=l$; 2 — formă puțin convexă (cu $R \gg l$) ; 3 — formă plană ; a — vedere laterală ; b — vedere din față.

figura 5.20, b, primind aspect de pernă, de unde și denumirea de distorsiuni cu aspect de pernă.

Se observă că neliniaritatea este mai mare atunci cînd fasciculul de electroni se deplasează pe o linie de explorare din partea superioară sau inferioară a rastrului, decît pentru liniile din mijlocul rastrului. Acest lucru se explică prin creșterea vitezei fasciculului către marginea de sus, respectiv, de jos a rastrului. De asemenea, se observă că liniile de explorare se curbează treptat în partea superioară și inferioară a rastrului, întrucît la aceeași viteză de deplasare pe verticală crește, spre marginile laterale, viteza de deplasare pe orizontală.

În figura 5.20 se prezintă aspectul rastrului pentru trei forme ale ecranului tubului cinescop : *1* — forma convexă, în care centrul de curbură al ecranului coincide cu centrul de deflexie (raza de curbură R a ecranului este egală cu raza de curbură a deflexiei l) ; 2 — formă puțin convexă a ecranului ; 3 — ecran cu suprafața plană. După cum se vede în figura 5.20, b, distorsiunile cu aspect de pernă ale rastrului cresc cu cît ecranul este mai puțin convex, fiind cele mai mari pentru un ecran cu suprafață plană.

Pentru a se face corecția distorsiunii cu aspect de pernă, adică pentru a se obține pe un ecran de formă puțin convexă un rastru de formă dreptunghiulară, este necesar să se realizeze deplasarea cu viteză constantă a spotului pe durata cursei active a explorării pe orizontală și pe verticală. În acest scop trebuie să se asigure o formă corespunzătoare a curentului în bobinele de deflexie (curent de deflexie în formă de *S*, v. figura 5.21). Cu alte cuvinte, atît în baleiajul orizontal cît și în baleiajul vertical, viteza de variație a curentului de deflexie la începutul și la sfîrșitul cursei directe a explorării trebuie să fie mai mică decît în timpul explorării părții centrale.

Distorsiunile de formă ale rastrului pe ecranul tubului cinescop sînt legate de distorsiunile de formă ale rastrului din tuburile analizoare de imagine ale camerelor de televiziune. De exemplu, distorsiunile cu as-

Scanned with OKEN Scanner

pect de pernă ale rastrului tubului analizor de imagine provoacă distorsiuni cu aspect de butoi pe ecranul unui tub cinescop.

Din categoria distorsiunilor de formă ale rastrului fac parte și distorsiunile legate de asimetriile geometrice ale tuburilor vidicon și cinescop precum și ale sistemelor de deflexie.

Dacă tunul electronic, bobinele de deflexie și suprafața explorată nu sînt plasate simetric față de aceeași axă, sau dacă sistemul de deflexie este asimetric, în sensul că nu produce un cîmp magnetic uniform, fasciculul nu cade în centrul suprafeței explorate, atunci cînd curenții prin bobinele de deflexie sînt nuli. Ca urmare, pe de o parte, are loc o deplasare a imaginii în cadru, iar, pe de altă parte, se produc distorsiuni neliniare nesimetrice, întrucît deplasarea fasciculului de electroni pe suprafața explorată devine nesimetrică. Aceste distorsiuni sînt și mai accentuate în situația în care cîmpul magnetic nu este uniform, chiar dacă este simetric.

Distorsiunile de formă ale rastrului se manifestă și prin faptul că liniile de explorare devin mai groase și mai difuze spre marginile suprafeței explorate. Distorsiunile de acest tip se datoresc faptului că fasciculul de explorare nu are aceeași formă și nici aceleași dimensiuni pe toată suprafața explorată. Acest lucru se explică prin existența unei distanțe variabile de la centrul virtual de deflexie la suprafața explorată, pentru diverse unghiuri de deflexie, mai ales în cazul unei suprafețe de explorare plane.

În cazul tubului vidicon, uniformitatea semnalului video, obținut la ieșire, este asigurată numai dacă fasciculul de explorare cade perpendicular în fiecare punct de pe suprafața țintei. În caz contrar semnalul video obținut este afectat de așa-numitele erori de aterizare, care se traduc prin reproducerea incorectă a unei suprafețe de aceeași luminanță (v. § 4.1.1.4.4).

5.5.3. CORECȚIA DISTORSIUNILOR GEOMETRICE ALE RASTRULUI

Corecția distorsiunilor geometrice ale rastrului se realizează prin predistorsionarea formei curentului de deflexie, prin construcția sistemului de deflexie cu distorsiune de cîmp controlată și prin crearea din exterior a unor cîmpuri magnetice permanente, constante în timp, între sistemul de deflexie și suprafața explorată.

5.5.3.1. CORECȚIA DISTORSIUNILOR NELINIARE SIMETRICE

Pentru a nu apare deformări ale imaginii datorită planeității suprafeței explorate, este necesar să se realizeze deplasarea cu viteză constantă a fasciculului de electroni pe durata cursei active a explorării pe orizontală și pe verticală. Aceasta înseamnă că viteza unghiulară a fasciculului de electroni trebuie să scadă pe măsură ce fasciculul se apropie de marginile suprafeței explorate.

Pentru reducerea vitezei unghiulare și, deci, pentru corecția distorsiunilor neliniare simetrice există două posibilități.

Scanned with OKEN Scanner

Prima posibilitate constă în modificarea distribuției amperspirelor bobinelor de deflexie în sensul modificării distribuției cîmpului magnetic în zona de baleiaj astfel, încît în dreptul axei de simetrie intensitatea cîmpului să fie maximă și să se micșoreze cu atît mai mult cu cît fasciculul se îndepărtează de axă. Ca urmare, electronii care trebuie să ajungă la marginea suprafeței explorate traversează o zonă a cîmpului magnetic cu o intensitate mai redusă și deci sînt mai puțin deviați decît în cazul în care intensitatea cîmpului ar fi uniformă.

Cea de a doua posibilitate constă în predistorsionarea corespunzătoare a formei curentului de deflexie în sensul că, în locul variației liniare în timp a curentului de deflexie, care ar produce un baleiaj neliniar, se folosește o variație neliniară a curentului, care, pentru o anumită formă, poate produce un baleiaj liniar pe suprafața explorată.

În figura 5.21, prin curba 2, se arată variația necesară a curentului de deflexie pentru un baleiaj liniar, variație ce se abate pe timpul cursei directe de la legea liniară (curba *1*), avînd forma unui *S* aplatizat; de unde denumirea de curent de deflexie, cu corecție în *S* (curent de deflexie în formă de *S*). Viteza de variație a curentului se micșorează spre începutul și, respectiv, sfîrșitul cursei directe a explorării, adică atunci cînd curentul se apropie de valorile de vîrf.

După cum s-a arătat în § 5.5.1.2, corecția distorsiunilor neliniare simetrice din baleiajul pe verticală se obține aproape de la sine prin folosirea în etajul final de baleiaj pe verticală a montajului în contratimp cu simetrie complementară. De regulă, pentru obținerea corecției în *S* a curentului de deflexie se modifică în mod corespunzător forma tensiunii de comandă în dinte de ferăstrău cu piedestal (v. § 5.5.3.2). Avînd în vedere cele de mai sus, în continuare, se va trece în revistă

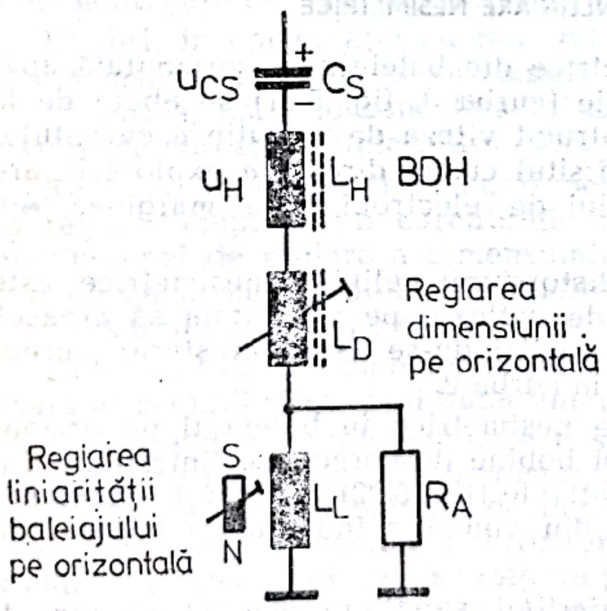


Fig. 5.22. Corecția distorsiunilor neliniare în baleiajul pe orizontală.

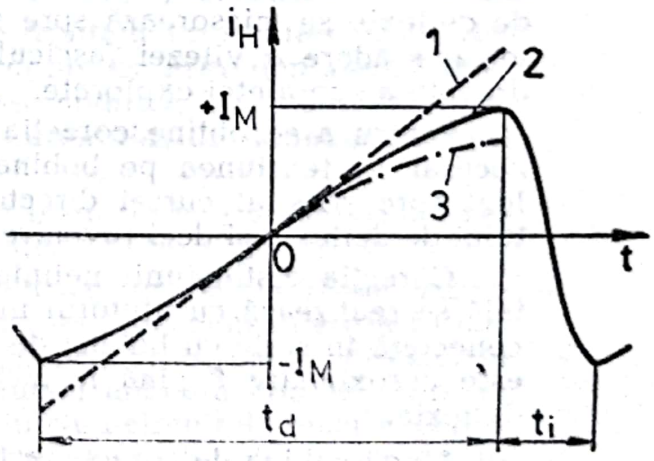


Fig. 5.21. Forme de variație ale curentului de deflexie: 1 — variație liniară; 2 — variație în formă de *S*; 3 — variație exponențială spre sfîrșitul cursei directe.

Scanned with OKEN Scanner

doar corecția distorsiunilor neliniare simetrice din baleiajul pe orizontală.

Pentru a se obține corecția în S a curentului de deflexie este necesar ca tensiunea u_H pe bobina de deflexie pe orizontală (BDH în figura 5.22) să prezinte o variație parabolică în timp, în așa fel ca tensiunea să fie maximă atunci cînd fasciculul de electroni trece prin centrul suprafeței explorate și să fie minimă cînd fasciculul ajunge la marginile ei.

În acest scop se folosește condensatorul de cuplaj C_S (numit și condensator de corecție în S) conectat în serie cu bobina de deflexie pe orizontală (fig. 5.22). Efectul condensatorului de cuplaj C_S se manifestă prin faptul că tensiunea u_{CS} la bornele lui prezintă o formă de variație aproximativ parabolică, cu maxim la mijlocul cursei directe, cînd curentul în dinte de ferăstrău este nul (v. fig. 5.5, b). Întrucît tensiunea pe bobina de deflexie pe durata cursei directe este determinată de tensiunea instantanee de la bornele condensatorului, rezultă o micșorare a tensiunii u_H spre extremitățile baleiajului, fapt ce determină obținerea formei în S pentru curentul de deflexie.

Valoarea condensatorului de corecție în S se stabilește cu relația :

$$C_S = \frac{E_m}{(E \cdot \operatorname{tg} \alpha_{max})^2} = \frac{t_d^2}{8\,L \cdot \operatorname{tg}^2 \alpha_{max}}, \qquad (5.63)$$

E_m fiind energia magnetică necesară deflexiei, și se definitivează prin încercări practice, folosindu-se o mină electronică cu bare verticale. Condensatorul C_S trebuie să fie de calitate foarte bună pentru ca pierderile să fie mici, avînd în vedere valorile mari ale curentului de deflexie.

5.5.3.2. CORECȚIA DISTORSIUNILOR NELINIARE NESIMETRICE

Distorsiunile neliniare nesimetrice din baleiajul pe orizontală apar prin faptul că curentul de deflexie (curba 3, fig. 5.21) se abate de la forma în S simetrică (curba 2). Întrucît viteza de variație a curentului de deflexie se micșorează spre sfîrșitul cursei directe a explorării, are loc o scădere a vitezei fasciculului de electroni spre marginea din dreapta a suprafeței explorate.

Pentru a se obține corecția distorsiunii neliniare nesimetrice, este necesar ca tensiunea pe bobina de deflexie pe orizontală să crească lent spre sfîrșitul cursei directe, realizîndu-se astfel creșterea curentului de deflexie și deci revenirea la curba 2.

Corecția distorsiunii neliniare nesimetrice în baleiajul pe orizontală se realizează cu ajutorul unei bobine de corecție a liniarității, L_1, conectată în serie cu bobina de deflexie (fig. 5.22) și a cărei inductanță este aproximativ 5 pînă la 20% din valoarea inductanței bobinei de deflexie.

Lîngă bobina de corecție a liniarității se află un magnet permanent, cilindric, a cărui poziție poate fi reglată. Prin modificarea poziției axei NS a magnetului permanent se influențează asupra permeabilității miezului de ferită a bobinei și, deci, asupra valorii inductanței bobinei.

Scanned with OKEN Scanner

fapt ce asigură posibilitatea reglării gradului de corecție al liniarității.

Bobina de corecție a liniarității trebuie astfel dimensionată, încît pentru poziția axei NS a magnetului permanent din figura 5.22, miezul să se satureze atunci cînd bobina este parcursă de curentul $+I_M$, adică la sfîrșitul cursei directe. Saturarea miezului are ca efect reducerea inductanței bobinei de corecție a liniarității și creșterea corespunzătoare a tensiunii pe bobina de deflexie.

Funcționarea circuitului de corecție a distorsiunilor neliniare nesimetrice decurge în felul următor :

La începutul curse directe a explorării, sensul curentu'ui prin bobina L_L este astfel încît cîmpul magnetic indus este de sens contrar cîmpului dat de magnetul permanent. În aceste condiții inductanța bobinei L_L și căderea de tensiune pe aceasta sînt maxime. Cînd curentul de deflexie își schimbă sensul, cele două cîmpuri se adună, rezultînd o mică variație a inductanței bobinei de corecție a liniarității. Spre sfîrșitul cursei directe, miezul bobinei se saturează tot mai mult, avînd ca efect scăderea mai accentuată a valorii inductanței L_L și, deci, a inductanței totale L_H+L_L. Ca urmare, are loc o creștere a curentului de deflexie, ceea ce duce la liniarizarea imaginii în partea dreaptă a suprafeței explorate. În acest fel se compensează tendința de limitare a curentului de deflexie, datorată căderii de tensiune ce apare pe rezistența serie echivalentă din circuit.

În concluzie, corecția distorsiunii neliniare nesimetrice din baleiajul pe orizontală se realizează prin descreșterea inductanței bobinei de corecție a liniarității spre sfîrșitul cursei directe a baleiajului, adică prin mărirea tensiunii pe bobina de deflexie, determinată de micșorarea căderii de tensiune pe bobina de corecție a liniarității. Reglarea liniarității baleiajului pe orizontală se realizează cu ajutorul magnetului permanent, care este reglabil ca poziție.

Uneori, în combinație cu reglajul liniarității, se folosește și reglajul dimensiunii imaginii pe orizontală. Bobina de reglare a dimensiunii pe orizontală, L_D, este conectată în serie cu cele două bobine, de deflexie și de corecție a liniarității, avînd inductanță reglabilă.

Reglarea dimensiunii imaginii pe orizontală presupune posibilitatea reglării amplitudinii curentului de deflexie. Prin deplasarea miezului bobinei de reglare a dimensiunii se modifică inductanța ei, ceea ce conduce la modificarea amplitudinii curentului de deflexie și, deci, a dimensiunii imaginii pe orizontală.

Acționînd asupra ambelor reglaje se poate obține dimensiunea necesară a imaginii și cea mai bună liniaritate.

Corecția distorsiunii neliniare nesimetrice din baleiajul pe orizontală se poate realiza și prin predistorsionarea corespunzătoare a formei tensiunii ce se aplică bobinei de deflexie pe durata cursei directe. În locul unei valori constante pentru tensiunea aplicată bobinei, care ar produce un baleiaj neliniar, se asigură printr-un circuit de reacție o creștere a tensiunii spre sfîrșitul cursei directe, în așa fel că pentru o anumită formă a acestei tensiuni baleiajul pe suprafața explorată rezultă liniar. În acest caz reglarea dimensiunii rastrului pe orizontală se realizează prin modificarea valorii tensiunii de alimentare.

Scanned with OKEN Scanner

Rezistența R_A are rolul de a amortiza oscilațiile parazite care pot să apară la intrarea în conducție a diodei de recuperare paralel, adică la începutul cursei directe. Aceste oscilații parazite pot lua naștere în bobina de deflexie, în bobina de corecție a liniarității, în bobina de reglare a dimensiunii imaginii, sau în circuitul echivalent al redresorului de înaltă tensiune, dacă nu se iau măsuri corespunzătoare pentru amortizarea lor. Întrucît aceste oscilații apar cel mai frecvent în bobina de corecție a liniarității, s-a prevăzut (v. fig. 5.22) amortizarea acestor oscilații prin șuntarea bobinei L_L cu rezistența R_A. Dacă aceste oscilații nu ar fi amortizate, ar apare o perdea de dungi verticale în partea stîngă a ecranului, alternativ mai strălucitoare și mai puțin strălucitoare, al căror contrast scade de la stînga la dreapta. Efectul este cunoscut sub denumirea de efect de perdea.

Distorsiunile neliniare nesimetrice din baleiajul pe verticală apar datorită comportării neliniare a tranzistoarelor din etajul final. Neliniaritățile tranzistoarelor finale se reflectă și asupra etajului de comandă prin încărcarea acestuia cu o rezistență dinamică de sarcină, variabilă (de valoare mai mică la nivelele mari de comandă, cînd factorul de amplificare în curent h_{21E} este mai mic). Această reflectare se traduce prin apariția unor distorsiuni în forma tensiunii obținută la ieșirea etajului de comandă.

Corecția distorsiunii neliniare nesimetrice se realizează prin predistorsionarea corespunzătoare a formei tensiunii de comandă a etajului final, în sensul că, în locul variației liniare a tensiunii în dinte de ferăstrău cu piedestal, care ar produce un baleiaj neliniar, se folosește o variație neliniară a tensiunii, care pentru o anumită formă poate produce un baleiaj liniar pe suprafața explorată.

Pentru determinarea formei tensiunii de comandă a etajului final trebuie avută în vedere nu numai corecția distorsiunilor datorate comportării neliniare a tranzistoarelor, ci și corecția distorsiunilor datorate planeității suprafeței explorate.

Întrucît bobinele de deflexie pe verticală sînt cuplate la etajul final printr-un condensator (condensatorul de cuplaj C_C din figura 5.9), la bornele căruia apare o tensiune de formă parabolică, tensiunea din punctul median al etajului final, u_6, diferă ca formă de tensiunea necesară la bornele bobinei de deflexie, u_Y (v. fig. 5.10). Prin urmare, și din acest motiv, este necesară o predistorsionare a formei tensiunii de comandă (tensiunile u_4, u_5 din figura 5.10) față de variația liniară.

Predistorsionarea tensiunii de comandă a etajului final, în scopul liniarizării baleiajului vertical, se realizează printr-un circuit de reacție negativă, care aduce în circuitul de intrare al etajului de comandă o tensiune proporțională cu curentul de deflexie.

Circuitul de reacție negativă de curent este realizat prin condensatorul C_2, care aduce de pe rezistența R_4 o tensiune în dinte de ferăstrău, proporțională cu curentul de deflexie și o aplică prin potențiometrele P_2 și P_1 în baza tranzistorului de comandă. Tensiunea de reacție u_2, care poate fi modificată ca amplitudine cu potențiometrul P_2 și ca formă, prin schimbarea valorii condensatorului C_2, se însumează cu tensiunea liniar variabilă u_1 dată de oscilatorul baleiajului pe verticală, dînd naștere în baza tranzistorului T_1 la o tensiune în dinte de ferăs-

Scanned with OKEN Scanner

trău de formă concavă (fig. 5.10). Forma concavă a tensiunii în dinte de ferăstrău u_3 se reflectă în forma tensiunii de comandă a etajului final, care va dobîndi o formă convexă.

Întrucît concavitatea tensiunii u_3, respectiv, convexitatea tensiunilor u_4 și u_5 este mai pronunțată pe prima parte a cursei directe, rezultă posibilitatea reglării cu ajutorul potențiometrului P_2 a liniarității baleiajului pe verticală în ansamblu, cu influență mai mare în partea de sus a rastrului. Ajustarea liniarității baleiajului pe verticală în partea de jos a rastrului se poate face cu ajutorul potențiometrului P_3, după cum s-a arătat în § 5.4.2.

Prezența reacției negative are și avantajul de a suprima pătrunderea prin inducție în circuitul bobinei de deflexie pe verticală a brumului de rețea și a semnalului de deflexie pe orizontală. Pătrunderea prin inducție a semnalului de deflexie pe orizontală poate fi atenuată și prin conectarea unui condensator în paralel pe bobina de deflexie pe verticală. De asemenea, reacția negativă asigură o compensare a variației dimensiunii verticale a imaginii cu temperatura.

Circuitul de reacție pozitivă, realizat prin condensatorul C_1, determină o creștere a amplificării de curent a etajului final. În acest fel se corectează neliniaritățile curentului de deflexie datorate scăderii amplificării de curent a tranzistoarelor finale la curenți mari. Întreruperea condensatorului C_1 ar duce la turtirea imaginii, mai ales în partea de sus a rastrului, și la micșorarea dimensiunii pe verticală.

5.5.3.3. CORECȚIA DISTORSIUNILOR DE FORMĂ ALE RASTRULUI

La tuburile cinescop moderne, cu unghi mare de deflexie pe diagonală, se obține destul de dificil liniaritatea imaginii la colțurile rastrului. Pentru a se corecta distorsiunile de formă ale rastrului, imposibil de înlăturat prin construcția sistemului de deflexie și prin predistorsionarea formei curentului de deflexie, se crează din exterior cîmpuri magnetice, constante în timp, cu mici magneți permanenți, orientabili — numiți magneți de corecție (sau de ajustare). Întrucît magneții de corecție sînt plasați pe un cadru în dreptul părții conice a tubului cinescop, cîmpul magnetic extern este localizat între sistemul de deflexie și ecran în dreptul zonelor marginale și nu are efect asupra zonei centrale. Mai mult, prezența acestui cîmp se face simțită numai după ce fasciculul de electroni nu se mai găsește sub influența cîmpului magnetic de deflexie.

În figura 5.23 se prezintă un corector magnetic de imagine realizat cu patru magneți permanenți de tip bară, care realizează corecția distorsiunii cu

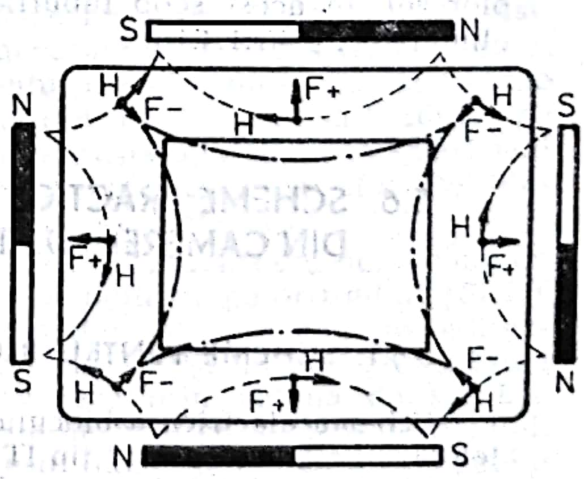


Fig. 5.23. Corector magnetic de imagine.

aspect de pernă a rastrului tubului cinescop. Cei patru magneți formează un sistem cu opt poli, care stabilesc un cîmp magnetic de corecție, a cărui distribuție este indicată în figură prin linii întrerupte și prin vectorul H. Forțele care acționează asupra fasciculului de electroni cînd acesta intră în cîmpul magnetic de corecție sînt notate cu F_- și $F_\bullet$, indicînd direcția de acțiune a forței, spre centrul imaginii și, respectiv, spre marginile ei. Ca urmare, cîmpul magnetic de corecție acționează în sensul micșorării diagonalei imaginii și, respectiv, în sensul măririi axelor centrale ale imaginii.

În unele situații este suficient să se folosească corectoare magnetice de imagine mai simple, formate din doi magneți permanenți de tip bară, montați pe sistemul de deflexie, paralel cu o axă a baleiajului.

Pentru corecția asimetriei geometrice a tunului electronic din tubul cinescop sau tubul vidicon se folosește un cîmp magnetic extern, constant în timp, realizat cu două șaibe magnetizate (fiecare șaibă avînd un pol nord și un pol sud), orientabile — denumite magneți de centrare. Întrucît aceste șaibe sînt montate pe suportul sistemului de deflexie în partea dinspre soclul tubului, perpendicular pe axa tubului, cîmpul magnetic extern se face simțit înainte ca fasciculul de electroni să intre în cîmpul magnetic de deflexie. Rotind cele două șaibe, una față de cealaltă, se poate asigura direcția și valoarea dorită pentru cîmpul magnetic rezultant. În acest fel se asigură ca fasciculul de electroni să cadă în centrul suprafeței explorate atunci cînd curenții prin bobinele de deflexie sînt nuli.

Centrarea rastrului, adică reglarea poziției sale, în direcție orizontală și verticală, pe ecranul tubului cinescop sau pe ținta tubului vidicon, se poate realiza, de asemenea, prin asigurarea unui cîmp magnetic de deflexie, care să conțină și o componentă constantă în timp. În acest scop se prevede trecerea prin bobinele de deflexie a unui curent continuu, de valoare și polaritate corespunzătoare.

În cazul tubului vidicon, pentru a se realiza o focalizare uniformă pe întreaga suprafață a țintei explorate, este necesar să se asigure ca, în lipsa curenților de deflexie, fasciculul de electroni să cadă perpendicular pe țintă, în centrul ei (adică o axialitate a fasciculului de explorare). În acest scop tuburile vidicon sînt prevăzute cu bobine de aliniere (v. § 4.1.1.4.1.).

5.6. SCHEME PRACTICE PENTRU BLOCURILE DE BALEIAJ DIN CAMERELE DE TELEVIZIUNE

5.6.1. SCHEME PENTRU BLOCUL DE BALEIAJ PE ORIZONTALĂ

Schema electrică a blocului de baleiaj pe orizontală din camera de televiziune „Videolux-1" tip ITV 11—11/F, G, dată în figura 5.24 [17], se compune din etajul de comandă realizat cu tranzistorul $T1$ și etajul final de baleiaj pe orizontală realizat cu tranzistorul $T2$. Cele două tran-

Scanned with OKEN Scanner

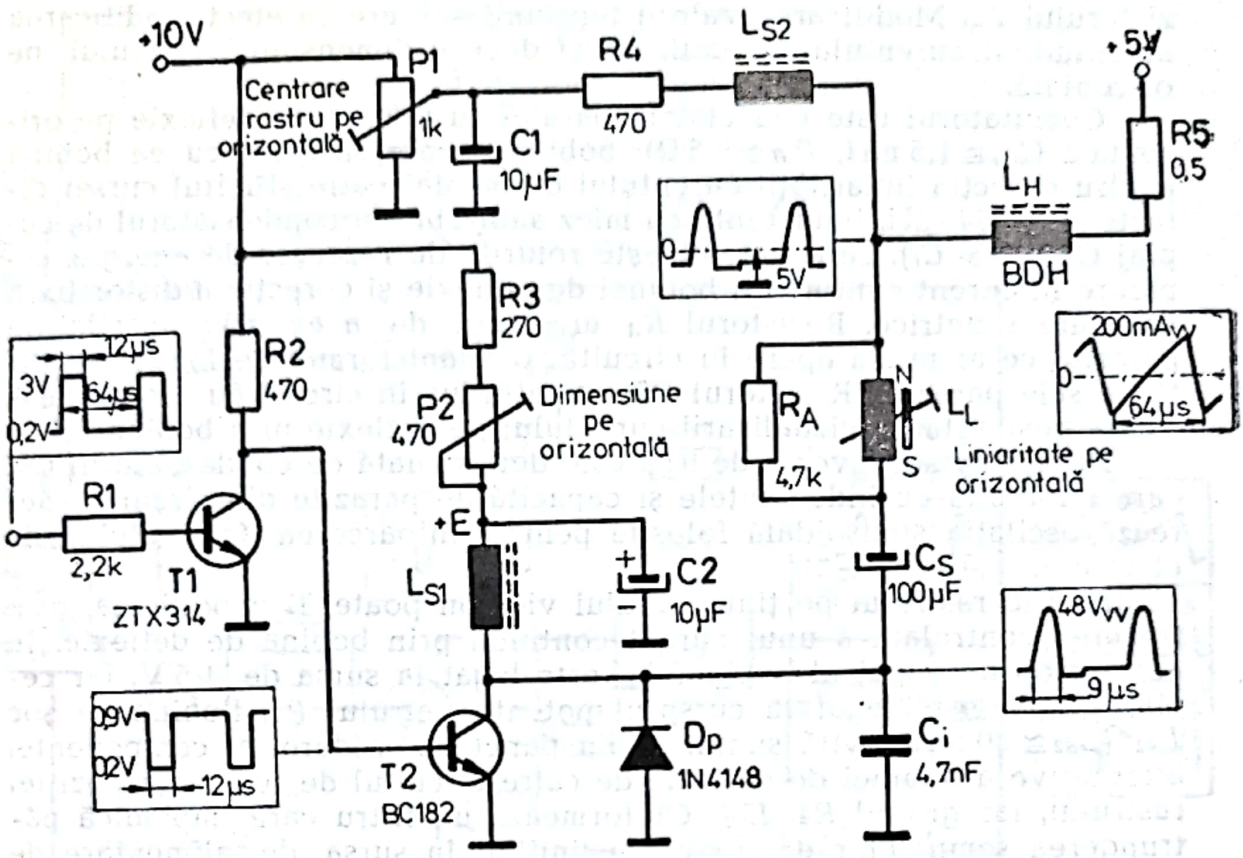


Fig. 5.24. Blocul de baleiaj pe orizontală din camera de televiziune „Videolux-1" ITV11-11/F, G.

zistoare lucrează în regim de comutație și în contratimp, adică atunci cînd *T1* conduce în regim de saturație *T2* este blocat și cînd *T1* este blocat, *T2* conduce în regim de saturație.

Blocul de baleiaj pe orizontală este comandat de impulsurile de stingere pe orizontală, care au durata de 12 μs și frecvența de 15 625 Hz, furnizate de către generatorul de impulsuri de sincronizare și de stingere al camerei de televiziune. Etajul de comandă are rolul de a asigura pentru aceste impulsuri puterea necesară comandării tranzistorului din etajul final. Cu alte cuvinte, curentul etajului de comandă trebuie să asigure curentul prin baza tranzistorului final, care să-l aducă pe acesta în stare de saturație. În afară de aceasta, etajul de comandă mai îndeplinește și rolul de etaj tampon, asigurînd reducerea influenței etajului final asupra funcționării generatorului de impulsuri.

Etajul final al blocului de baleiaj pe orizontală, care generează un curent în dinte de ferăstrău prin bobina de deflexie pe orizontală *(BDH)*, este de tipul cu recuperare paralel. Comutatorul cu conducție bidirecțională este realizat cu tranzistorul *T2* și dioda D_p. Întrucît alimentarea în curent continuu a etajului final se face prin bobina de șoc L_{S1} ($L_{S1} \gg L_H$, $L_{S1} \cong 220$ mH), etajul final este de tipul cu alimentare paralel. Tensiunea $+E$ a sursei de alimentare este fixată de către componentele *R3*, *P2* și *C2* (condensator de filtrare) și poate fi modificată cu ajutorul potențiometrului *P2*, asigurîndu-se astfel punctul de funcționare al tran-

Scanned with OKEN Scanner

zistorului $T2$. Modificarea valorii tensiunii $+E$ are ca efect modificarea amplitudinii curentului de deflexie și deci a dimensiunii rastrului pe orizontală.

Comutatorul este conectat în paralel cu bobina de deflexie pe orizontală ($L_H \cong 1{,}5$ mH, $R_H \cong 4{,}5\ \Omega$), bobină ce are în serie cu ea bobina pentru corecția liniarității curentului de baleiaj către sfîrșitul cursei directe ($L_L \cong 340\ \mu$H, inductanță cu miez saturabil) și condensatorul de cuplaj C_S ($C_S \gg C_t$), care îndeplinește rolurile de rezervor de energie, separare în curent continuu a bobinei de deflexie și corecție a distorsiunii neliniare simetrice. Rezistorul R_A are rolul de a amortiza oscilațiile parazite ce ar putea apare în circuitul oscilant format de L_L și capacitățile sale parazite. Rezistorul $R5$ s-a introdus în circuit cu scopul de a exista posibilitatea vizualizării curentului de deflexie prin bobina L_H.

Durata cursei inverse de 9 μs este determinată de condensatorul C_t, care împreună cu inductanțele și capacitățile parazite din circuit generează oscilația sinusoidală folosită pentru întoarcerea fasciculului de electroni.

Poziția rastrului pe ținta tubului vidicon poate fi modificată prin trecerea controlată a unui curent continuu prin bobina de deflexie. În acest scop un capăt al bobinei L_H este legat la sursa de $+5$ V, iar celălalt capăt este legat la cursorul potențiometrului $P1$. Bobina de șoc L_{S2} ($L_{S2} \cong 30$ mH) evită șuntarea din punct de vedere al componentei alternative a bobinei de deflexie de către circuitul de reglare a poziției rastrului, iar grupul $R4$, L_{S2}, $C1$ formează un filtru care împiedică pătrunderea semnalelor de frecvența liniilor în sursa de alimentare de $+10$ V.

Blocul de baleiaj pe orizontală din camera de televiziune „Tehnoton" tip K2b, a cărui schemă electrică este dată în figura 5.25 [18], se caracterizează prin prezența unui circuit activ de corecție a distorsiunii neliniare nesimetrice a baleiajului pe orizontală, realizat cu tranzistorul $T10$.

Predistorsionarea corespunzătoare a formei tensiunii, ce se aplică bobinei de deflexie pe durata cursei directe, se realizează prin suprapunerea peste tensiunea aproximativ constantă de la bornele condensatorului $C47$ a unei tensiuni de corecție (crescătoare spre sfîrșitul cursei directe), ce se introduce în circuitul bobinei de deflexie prin secundarul transformatorului $TR3$ (v. formele de undă ale tensiunilor în punctele principale ale schemei).

Tensiunea de corecție a distorsiunii neliniare, nesimetrice se obține în etajul realizat cu tranzistorul $T10$, în colectorul căruia se găsește primarul transformatorului $TR3$. Acest etaj este prevăzut cu două reacții negative de tensiune : o reacție negativă realizată prin autotransformatorul $TR4$, care aplică între baza și emitorul tranzistorului o tensiune proporțională cu tensiunea de la bornele bobinei de deflexie, respectiv, cu tensiunea de pe înfășurarea secundară a lui $TR3$ și o reacție negativă realizată prin condensatorul $C39$.

Etajul realizat cu tranzistorul $T10$ și condensatorul $C39$ este în esență un integrator de tip Miller. Prezența reacției negative de tensiune realizată prin $TR4$ și a transformatorului $TR3$, ca sarcină a etajului, au ca efect obținerea pe durata cursei directe, în colectorul tran-

Scanned with OKEN Scanner

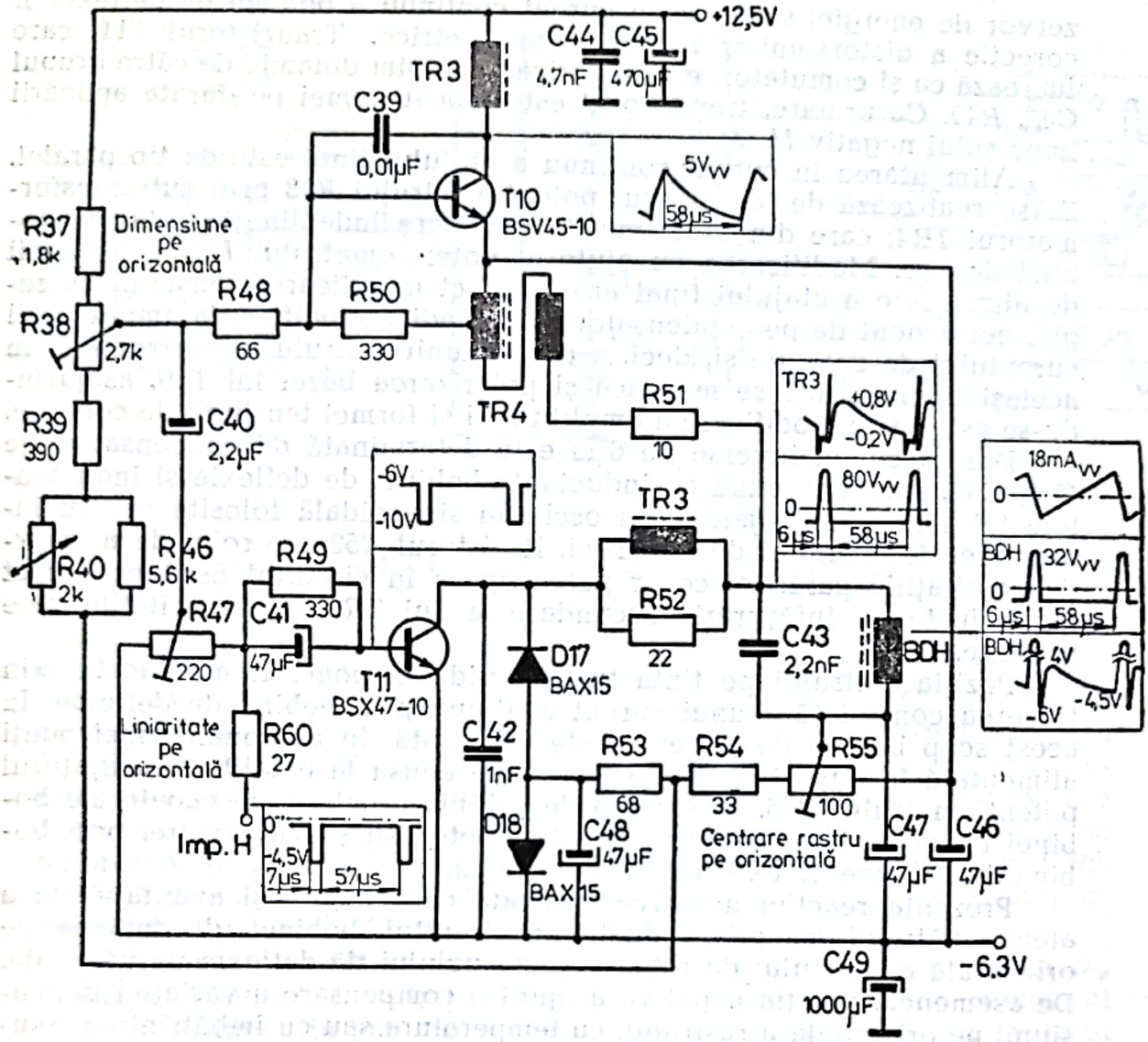


Fig. 5.25. Blocul de baleiaj pe orizontală din camera de televiziune „Tehnoton" K2b.

zistorului *T10*, a unei tensiuni descrescătoare de formă concavă. Amplitudinea și forma acestei tensiuni este determinată de amplitudinea impulsurilor de comandă aplicate prin *C40* și *R48* pe baza tranzistorului *T10*. Prin urmare, cu ajutorul potențiometrului *R47*, care modifică amplitudinea acestor impulsuri, se poate regla liniaritatea baleiajului pe orizontală.

Blocul de baleiaj pe orizontală este comandat cu impulsurile *H* (*Imp. H*), generate special în sincrogeneratorul camerei (placa de impulsuri). Aceste impulsuri sînt în fază cu impulsurile de sincronizare pe orizontală, avînd, însă, o durată de circa 7 µs.

Etajul final al blocului de baleiaj pe orizontală este de tipul cu recuperare paralel. Comutatorul de conducție bidirecțională este realizat cu tranzistorul *T11* și dioda *D17* și are conectat în paralel bobina de deflexie pe orizontală, *BDH* ($L_H \cong 1{,}2$ mH, $R_H \cong 4\ \Omega$), înseriată cu condensatorul de cuplaj *C47*. Acest condensator îndeplinește rolurile de re-

Scanned with OKEN Scanner

zervor de energie, separare în curent continuu a bobinei de deflexie și corecție a distorsiunilor neliniare nesimetrice. Tranzistorul *T*11, care lucrează ca și comutator, este polarizat în regim dinamic de către grupul *C*41, *R*49. Ca urmare, tranzistorul este blocat numai pe durata aplicării impulsului negativ *H*.

Alimentarea în curent continuu a etajului final este de tip paralel. Ea se realizează de la cursorul potențiometrului *R*38 prin autotransformatorul *TR*4, care din acest punct de vedere îndeplinește rolul de bobină de șoc. Modificarea cu ajutorul potențiometrului *R*38 a tensiunii de alimentare a etajului final are ca efect modificarea tensiunii de regim permanent de pe condensatorul *C*47, adică modificarea amplitudinii curentului de deflexie și, deci, a dimensiunii rastrului pe orizontală. În același timp cu *R*38 se modifică și polarizarea bazei lui *T*10, asigurîndu-se astfel și o modificare a amplitudinii și formei tensiunii de corecție.

Durata cursei inverse de 6 μs este determinată de condensatoarele *C*43, *C*42, care împreună cu inductanța bobinei de deflexie și inductanțele lui *TR*3 și *TR*4 generează oscilația sinusoidală folosită pentru întoarcerea fasciculului de electroni. Rezistorul *R*52 are rolul de a amortiza oscilațiile parazite, ce ar putea apare în circuitul oscilant format din inductanța înfășurării secundare a lui *TR*3 și capacitățile sale parazite.

Poziția rastrului pe ținta tubului vidicon poate fi modificată prin trecerea controlată a unui curent continuu prin bobina de deflexie. În acest scop bobina de deflexie este conectată în diagonala unei punți alimentată în curent continuu, care este adusă la echilibru cu ajutorul potențiometrului *R*55. În situația de echilibru, cele două capete ale bobinei de deflexie se găsesc la același potențial și, ca urmare, prin bobina de deflexie nu există curent continuu.

Prezența reacției negative realizată cu *TR*4 are și avantajul de a atenua pătrunderea prin inducție în circuitul bobinei de deflexie pe orizontală a brumului de rețea și a semnalului de deflexie pe verticală. De asemenea, reacția negativă asigură o compensare a variației dimensiunii pe orizontală a rastrului, cu temperatura sau cu îmbătrînirea componentelor. Acest lucru se realizează și prin gupul *D*18, *C*48 și, respectiv, termistorul *R*40, care stabilesc potențialul pe cursorul lui *R*38.

Pentru comanda circuitului de protecție a tubului vidicon sînt necesare niște impulsuri în dinte de ferăstrău (v. § 4.2.5.), care se culeg din secundarul unui transformator de impulsuri, a cărui primar se găsește în serie cu bobina de deflexie. Acest transformator de impulsuri nu este prezentat în schema electrică a blocului de baleiaj pe orizontală.

Blocul de baleiaj pe orizontală din camera de televiziune „Unitra" tip TP-K16, a cărui schemă electrică este dată în figura 5.26 [49], se aseamănă, ca idee de realizare a corecției distorsiunii neliniare nesimetrice a baleiajului pe orizontală, cu schema electrică prezentată în figura 5.25. Circuitul de corecție, realizat cu rezistorul *R*5, autotransformatorul L_A și grupul *C*3, *R*4, *C*2, este mai simplu, însă prezintă performanțe mai slabe decît circuitul folosit în camera de televiziune „Tehnoton".

Predistorsionarea corespunzătoare a formei tensiunii, ce se aplică bobinei de deflexie *BDH* pe durata cursei directe (v. formele de undă

Scanned with OKEN Scanner

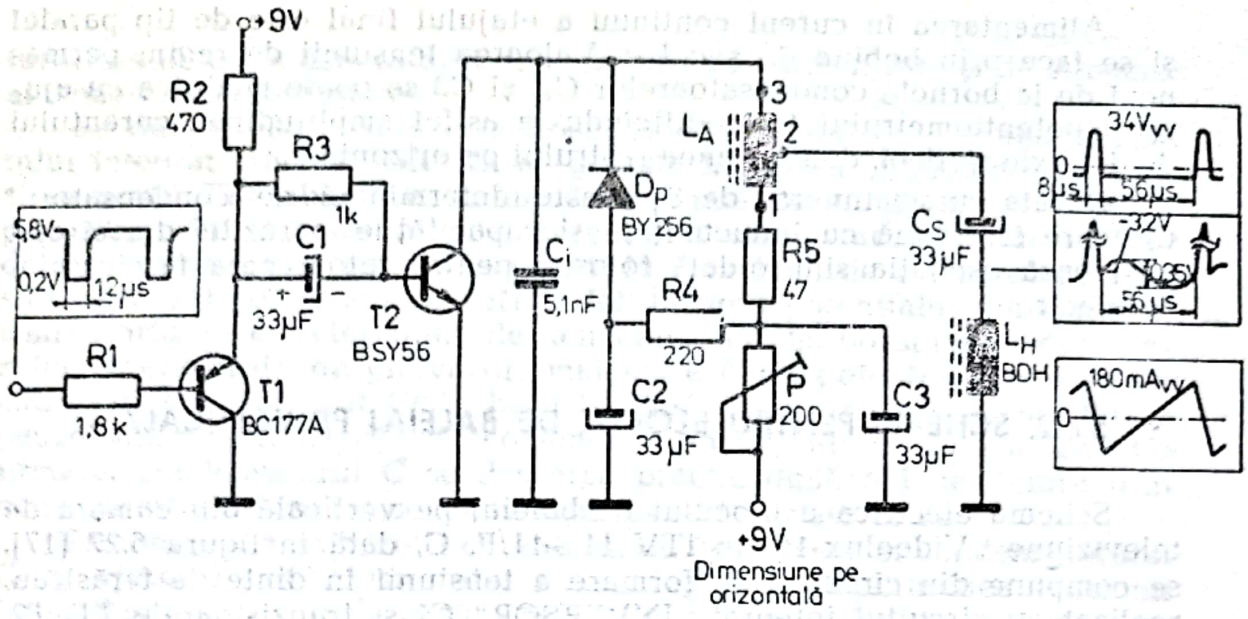


Fig. 5.26. Blocul de baleiaj pe orizontală din camera de televiziune „Unitra" TP-K16.

ale tensiunii din schemă), se realizează prin suprapunerea peste tensiunea aproximativ constantă de la bornele condensatorului C_S a tensiunii de corecție ce se obține pe bobina 2—3 a autotransformatorului L_A. Prin faptul că tensiunea de corecție scade spre sfîrșitul cursei directe, mărind astfel tensiunea pe bobina de deflexie, se realizează o compensare a distorsiunii neliniare nesimetrice. Scăderea tensiunii de corecție se datorează, în principal, creșterii căderii de tensiune pe rezistorul $R5$, produsă de curentul crescător din această rezistență, care este proporțional cu curentul de deflexie.

Condensatorul C2 se încarcă la valoarea tensiunii de pe dioda D_p în timpul conducției, asigurînd deschiderea diodei chiar din momentul în care tensiunea în punctul 3 trece prin zero. În caz contrar ar rezulta o pantă diferită a curentului pe durata conducției diodei și, respectiv, a tranzistorului. Condensatorul C3 realizează o filtrare a tensiunii de alimentare, îndeplinind și rolul de recuperare a energiei.

Blocul de baleiaj pe orizontală este comandat cu impulsurile de stingere pe orizontală, care au durata de 12 µs și sînt furnizate de către generatorul de impulsuri de sincronizare și de stingere al camerei de televiziune. Grupul $C1$, $R3$ din baza tranzistorului final $T2$ asigură polarizarea automată a bazei acestui tranzistor și deci funcționarea lui în regim de comutație.

Etajul final al blocului de baleiaj pe orizontală este de tipul cu recuperare paralel. Comutatorul cu conducție bidirecțională, realizat cu tranzistorul $T2$ și dioda D_p, este conectat în paralel cu bobina de deflexie pe orizontală ($L_H \cong 1{,}05$ mH, $R_H \cong 2{,}2\ \Omega$), prin intermediul autotransformatorului L_A și al condensatorului de cuplaj C_S, care îndeplinește rolurile de rezervor de energie, separare în curent continuu a bobinei de deflexie și corecție a distorsiunilor neliniare simetrice.

Scanned with OKEN Scanner

Alimentarea în curent continuu a etajului final este de tip paralel și se face prin bobina de șoc L_A. Valoarea tensiunii de regim permanent de la bornele condensatoarelor C_S și $C3$ se poate modifica cu ajutorul potențiometrului P, modificîndu-se astfel amplitudinea curentului de deflexie și, deci, dimensiunea rastrului pe orizontală.

Durata cursei inverse de 8 μs este determinată de condensatorul C_t, care împreună cu inductanțele și capacitățile parazite din circuit generează oscilația sinusoidală folosită pentru întoarcerea fasciculului de electroni.

5.6.2. SCHEME PENTRU BLOCUL DE BALEIAJ PE VERTICALĂ

Schema electrică a blocului de baleiaj pe verticală din camera de televiziune „Videolux-1" tip ITV 11—11/F, G, dată în figura 5.27 [17], se compune din circuitul de formare a tensiunii în dinte de ferăstrău, realizat cu circuitul integrat „INVERSOR" CI și tranzistoarele $T1$, $T2$, precum și din etajul final de baleiaj pe verticală, realizat cu tranzistoarele $T3$, $T4$.

Blocul de baleiaj pe verticală este comandat cu impulsurile de sincronizare pe verticală, care au durata de 0,3 ms și frecvența de 50 Hz,

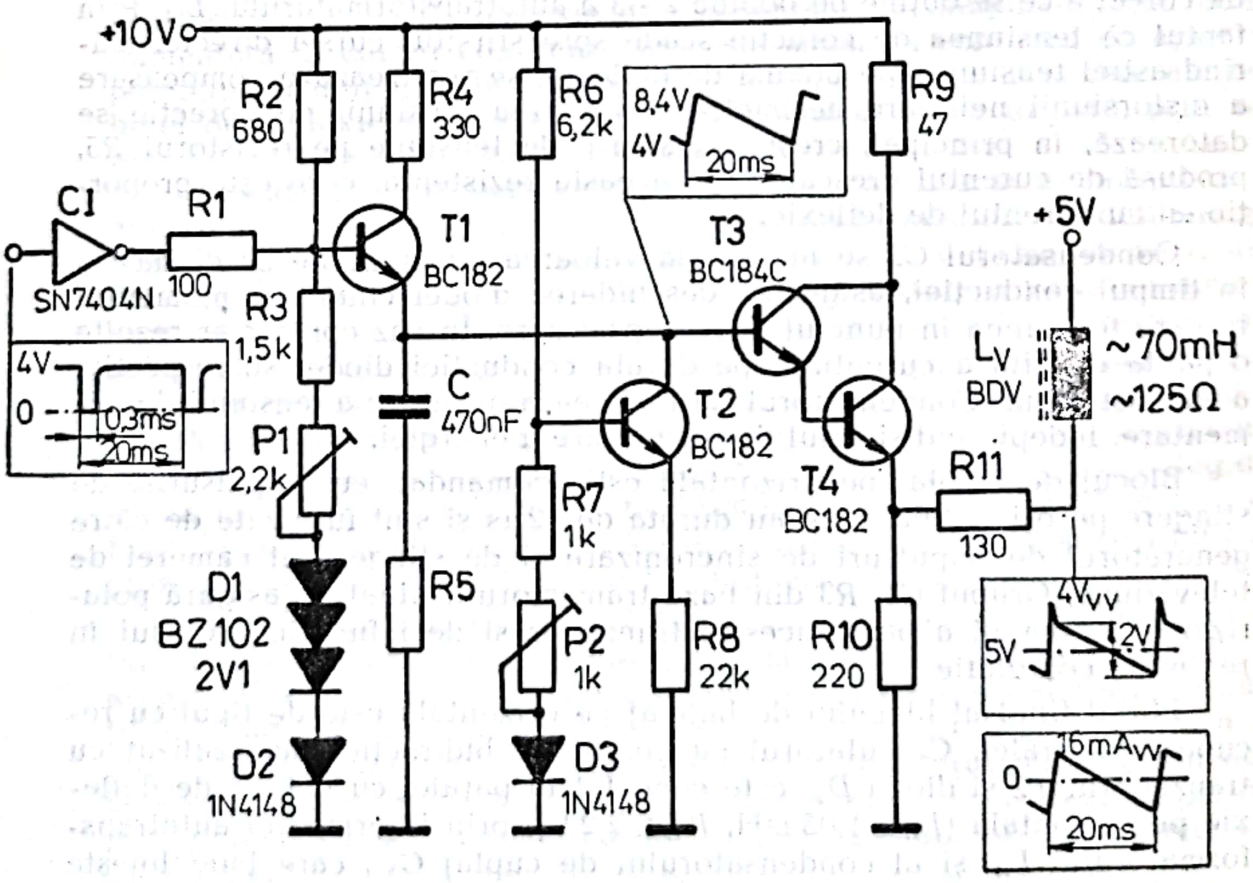


Fig. 5.27. Blocul de baleiaj pe verticală din camera de televiziune „Videolux" ITV11-11/F, G.

furnizate de către generatorul de impulsuri de sincronizare și de stingere al camerei de televiziune.

Pe durata pauzei dintre impulsurile de sincronizare, ieșirea circuitului integrat „INVERSOR" CI se găsește în starea „0" logic, adică ieșirea porții *TTL* absoarbe curent de la sursa de alimentare de +10 V prin *R*2 și *R*1. Cu alte cuvinte, potențialul bazei tranzistorului *T*1 față de masa montajului este determinat, în principal, de divizorul de tensiune realizat cu rezistoarele *R*1 și *R*2. Întrucît potențialul din emitorul tranzistoriu este determinat de tensiunea de la bornele condensatorului *C*, care este de cîteva ori mai mare decît potențialul stabilit de către circuitul integrat *CI* în baza tranzistorului, rezultă că pe durata pauzei dintre impulsurile de comandă tranzistorul *T*1 este blocat. Ca urmare, condensatorul *C* se descarcă practic după o lege liniară prin consumatorul de curent constant realizat cu tranzistorul *T*2.

Prin modificarea valorii curentului de descărcare al condensatorului *C* cu ajutorul potențiometrului *P*2 se reglează amplitudinea tensiunii liniar descrescătoare. Întrucît amplitudinea curentului de deflexie este proporțională cu amplitudinea tensiunii liniar descrescătoare, rezultă că potențiometrul *P*2 reglează practic dimensiunea rastrului pe verticală.

Pe durata impulsului de sincronizare, ieșirea circuitului integrat *CI* ar trebui să se găsească în starea „1" logic, adică ieșirea porții *TTL* ar trebui să debiteze curent de la sursa sa de alimentare de +5 V, prin dioda existentă la ieșire, spre baza tranzistorului. Deoarece potențialul stabilit în baza tranzistorului *T*1 de divizorul de tensiune *R*2, *R*3, *P*1, *D*1, *D*2, este mai ridicat decît tensiunea sursei de alimentare a circuitului integrat *CI*, dioda existentă la ieșirea porții *TTL* este blocată și tranzistorul *T*1 se găsește în stare de conducție. În aceste condiții, condensatorul *C* se încarcă rapid prin repetorul pe emitor realizat cu *T*1, pînă la tensiunea fixată de divizorul de tensiune din baza tranzistorului. Cu potențiometrul *P*1 se poate modifica valoarea tensiunii la care se încarcă condensatorul și deci componenta continuă a tensiunii liniar descrescătoare.

Întrucît un capăt al bobinei L_r este legat la sursa de +5 V, iar celălalt capăt este legat în emitorul tranzistorului *T*4, al cărui potențial continuu este determinat de componenta continuă a tensiunii liniar descrescătoare, există posibilitatea stabilirii corecte, cu ajutorul potențiometrului *P*1, a curentului continuu prin bobina de deflexie. Cu alte cuvinte, cu potențiometrul *P*1 se reglează poziția rastrului pe verticală.

Etajul final este realizat cu tranzistoarele *T*3, *T*4 în montaj Darlington. El reprezintă un etaj repetor pe emitor cu impedanță de intrare mare, care comandă curentul prin bobina de deflexie pe verticală ($L_r \cong$ 70 mH, $R_r \cong 125\ \Omega$). Prin conectarea în serie cu bobina de deflexie a rezistenței *R*11, sarcina etajului final capătă un caracter pronunțat rezistiv și, ca urmare, prezența pe sarcina etajului final a unei tensiuni liniar variabile determină un curent liniar variabil prin bobina de deflexie. În aceste condiții, componenta în impuls din tensiunea liniar variabilă, care se obține prin introducerea rezistorului *R*5 în serie cu condensatorul *C*, poate lipsi, fără a se înrăutăți prea mult liniaritatea curentului de deflexie. Prezența acestei rezistențe îmbunătățește și stabilitatea dimensiunii rastrului pe verticală la variația de temperatură din camera de te-

Scanned with OKEN Scanner

leviziune. Introducînd în serie cu bobinele de deflexie o rezistenţă, modificarea în valoare relativă a rezistenţei totale este mai mică decît a rezistenţei bobinei de deflexie.

Montajul Darlington îndeplineşte şi rolul de etaj tampon, asigurînd practic descărcarea condensatorului C numai prin tranzistorul $T2$, adică reducerea influenţei etajului final asupra generatorului de tensiune liniar variabilă.

Diodele din circuitele de polarizare ale bazelor tranzistoarelor asigură îmbunătăţirea comportării blocului de baleiaj pe verticală la variaţia temperaturii, prin compensarea efectului de temperaturi joase.

Durata cursei directe a baleiajului pe verticală, adică durata cursei utile a tensiunii liniar descrescătoare, este determinată de intervalul de timp dintre două impulsuri de comandă succesive, iar durata cursei inverse, adică durata cursei de revenire, este determinată de durata impulsurilor de comandă (0,3 ms).

Blocul de baleiaj pe verticală din camera de televiziune „Unitra" tip TP-K16, a cărui schemă electrică este dată în figura 5.28 [49], se compune din circuitul de formare a tensiunii în dinte de ferăstrău realizat cu tranzistorul $T1$, etajul de comandă realizat cu tranzistorul $T2$ şi etajul final de baleiaj pe verticală realizat cu tranzistorul $T3$.

Blocul de baleiaj pe verticală este comandat de impulsurile de sincronizare pe verticală, care au durata de 0,11 ms şi frecvenţa de 50 Hz şi sînt furnizate de către generatorul de sincronizare şi de stingere al camerei de televiziune.

Pe durata impulsurilor de comandă tranzistorul $T1$ se găseşte în stare de conducţie la saturaţie. Ca urmare, condensatoarele $C2$, $C3$ se descarcă rapid, prin curentul de colector al tranzistorului, pînă la valoarea U_{CE1sat} . Pe durata pauzei dintre impulsurile de comandă tranzistorul $T1$ este blocat şi, ca urmare, condensatoarele înseriate $C2$, $C3$ se încarcă după o lege exponenţială de la sursa de alimentare de 9 V, prin rezistoarele P, $R5$. Prin urmare, principiul de formare al tensiunii

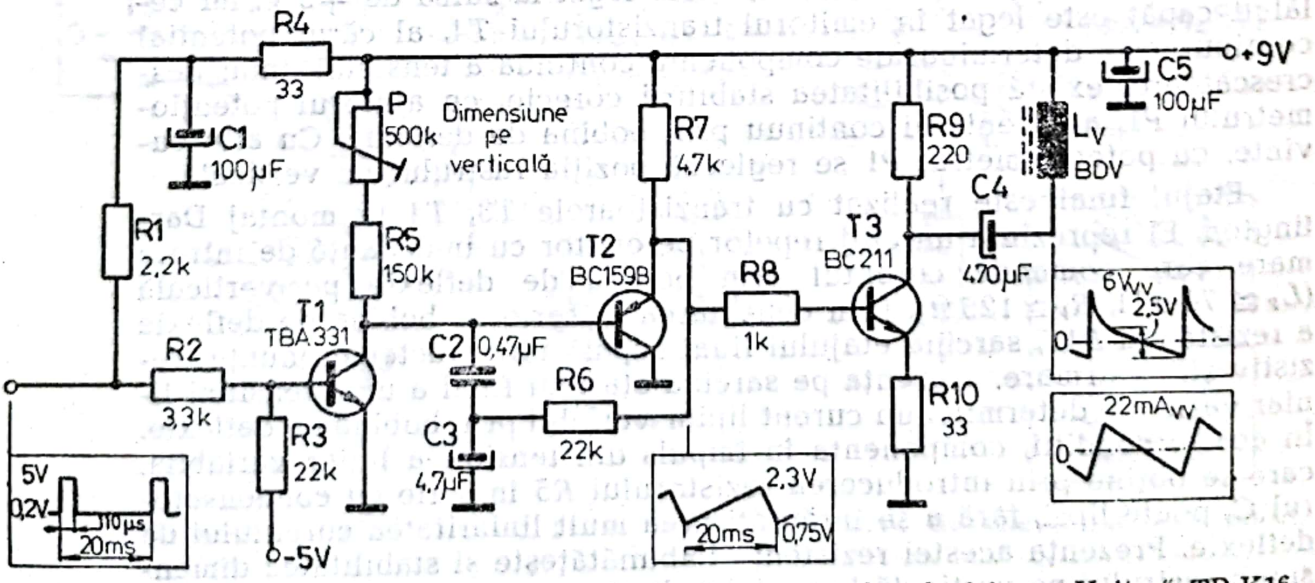


Fig. 5.28. Blocul de baleiaj pe verticală din camera de televiziune „Unitra" TP-K16.

în formă de dinte de ferăstrău se bazează pe încărcarea unui condensator printr-un rezistor.

Etajul repetor pe emitor realizat cu tranzistorul $T2$ îndeplinește, pe lîngă rolurile de comandă a etajului final și de reducere a influenței etajului final asupra generatorului de tensiune liniar variabilă și rolul de a realiza corecția (compensarea) neliniarității tensiunii în dinte de ferăstrău pe durata cursei utile.

Astfel, în timpul intervalului util viteza de variație a tensiunii la bornele capacității totale a celor două condensatoare conectate în serie este determinată atît de încărcarea condensatoarelor $C2$ și $C3$ prin curentul furnizat de sursa de alimentare prin rezistoarele P și $R5$ cît și prin încărcarea suplimentară a condensatorului $C3$ din tensiunea de la ieșirea etajului repetor, în formă de dinte de ferăstrău, prin rezistorul $R6$. Curentul de încărcare suplimentară a lui $C3$ în timpul intervalului util crește, practic, după o lege exponențială, adică :

$$i_{R6} = \frac{u_{C2} - U_{BE2}}{R_6}.$$

Ca urmare, viteza de creștere a tensiunii u_{C3}, care scade exponențial în schema fără corecție, poate să rămînă constantă sau chiar să crească, în funcție de amplitudinea curentului i_{R6}. La o alegere corectă a mărimii rezistenței $R6$, creșterea vitezei tensiunii u_{C3} poate compensa micșorarea vitezei tensiunii totale, asigurîndu-se astfel egalitatea vitezei inițiale și finale a tensiunii în dinte de ferăstrău, pe durata cursei utile.

Prin urmare, grupul $R6$, $C3$ integrează tensiunea liniar variabilă de la ieșirea etajului tampon, introducînd o tensiune de corecție de formă parabolică, care se însumează cu tensiunea de formă exponențială de pe grupul $C2$, $C3$. În acest fel se realizează liniarizarea corespunzătoare a rastrului pe verticală.

Prin modificarea valorii curentului de încărcare al condensatoarelor $C2$ și $C3$ cu ajutorul potențiometrului P, se reglează amplitudinea tensiunii liniar variabile și deci dimensiunea rastrului pe verticală.

Etajul final fiind realizat în montajul cu emitor comun, rezistența de ieșire a etajului este determinată de $R9$ și, ca urmare, nu mai este necesar să se adauge o rezistență în serie cu bobina de deflexie, ca în cazul schemei electrice din figura 5.27.

Prezența reacției negative de curent serie în etajul final, realizată cu $R10$, îmbunătățește, în primul rînd, liniaritatea caracteristicilor de intrare ale amplificatorului, ca și rezistorul $R8$.

Separarea în curent continuu a bobinei de deflexie pe verticală BDV ($L_V \cong 60$ mH, $R_V \cong 105\ \Omega$) se realizează prin intermediul condensatorului de cuplaj $C4$.

Blocul de baleiaj pe verticală din camera de televiziune „Tehnoton" tip K2b, a cărui schemă electrică este dată în figura 5.29 [18], se caracterizează prin faptul că tensiunea în dinte de ferăstrău se generează prin încărcarea unui condensator printr-un rezistor, iar pentru a se obține un coeficient de neliniaritate,

$$\varepsilon \cong \frac{U_m}{E},$$

Scanned with OKEN Scanner

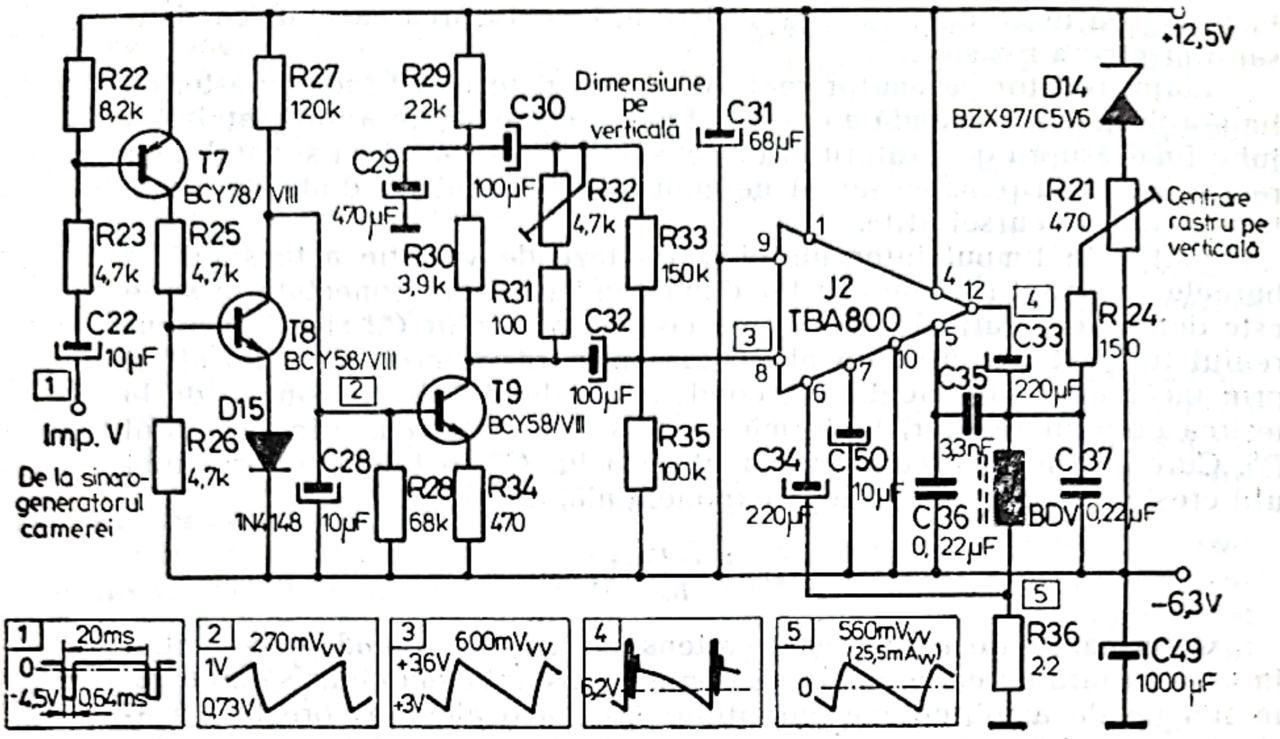


Fig. 5.29. Blocul de baleiaj pe verticală din camera de televiziune „Tehnoton" K2b.

de valoare mică, amplitudinea U_m a tensiunii în dinte de ferăstrău, adică tensiunea maximă de încărcare a condensatorului, se stabileşte de valoare mult mai mică decît valoarea tensiunii de alimentare E. Cu alte cuvinte, liniaritatea tensiunii în dinte de ferăstrău se asigură prin faptul că intervalul de timp, în care se încarcă condensatorul, este mult mai mic decît constanta de timp a circuitului de încărcare.

Posibilitatea folosirii unei tensiuni în dinte de ferăstrău de amplitudine mică se datoreşte prezenţei în blocul de baleiaj pe verticală a amplificatorului audio de putere integrat *J2* (*TBA 800*), care, avînd o amplificare de tensiune în buclă închisă de circa 42 dB, asigură amplitudinea necesară a tensiunii în dinte de ferăstrău la bornele bobinei de deflexie.

Circuitul de formare a tensiunii în dinte de ferăstrău este realizat cu tranzistorul *T8* şi componentele *C28*, *R27*, *R28*. În timpul cursei utile tranzistorul *T8* fiind blocat, condensatorul *C28* se încarcă prin *R27*. Întrucît durata cursei utile este mult mai mică decît constanta de timp a circuitului de încărcare a condensatorului, tensiunea maximă de la bornele condensatorului rezultă mult mai mică decît tensiunea sursei de alimentare, fiind de ordinul sutelor de milivolţi. În aceste condiţii, tensiunea la bornele condensatorului *C28* este liniar crescătoare (v. formele de undă ale tensiunilor în punctele principale ale schemei).

Blocul de baleiaj pe verticală este comandat cu impulsurile *V* (*Imp. V*), generate special în sincrogeneratorul camerei (placa de impulsuri). Aceste impulsuri sînt în fază cu impulsurile de sincronizare pe verticală, avînd, însă, o durată de circa 0,64 ms. Cînd apare impulsul *V*, acesta este amplificat şi inversat de etajul realizat cu *T7*, aducînd tran-

Scanned with OKEN Scanner

zistorul *T8* în stare de conducție la saturație. Ca urmare condensatorul *C28* se descarcă prin curentul de colector al tranzistorului *T8* și prin dioda *D15*. Prezența diodei *D15* este necesară pentru a se limita tensiunea minimă pe condensatorul *C28*, evitîndu-se astfel blocarea tranzistorului *T9* spre sfîrșitul cursei de revenire.

Tensiunea liniar variabilă este amplificată și inversată în etajul realizat cu *T9* și apoi este aplicată amplificatorului final de baleiaj pe verticală, care este realizat cu circuitul integrat *J2*. Tensiunea în dinte de ferăstrău obținută la ieșirea lui *J2* se aplică bobinei de deflexie pe verticală.

Cu potențiometrul *R32* se reglează valoarea amplificării etajului realizat cu *T9* și prin aceasta amplitudinea tensiunii în dinte de ferăstrău de la bornele bobinei de deflexie, deci dimensiunea rastrului pe verticală.

Întrucît un capăt al bobinei de deflexie este legat la masa montajului, iar celălalt capăt este legat la divizorul de tensiune realizat cu potențiometrul *R21* și dioda Zener *D14*, există posibilitatea stabilirii corecte, cu ajutorul potențiometrului *R21*, a curentului continuu prin bobina de deflexie. Cu alte cuvinte, cu ajutorul potențiometrului *R21* se reglează poziția rastrului pe suprafața țintei tubului vidicon.

Comanda bobinei de deflexie pe verticală se realizează cu circuitul integrat *TBA800*, care reprezintă un amplificator de putere liniar. El conține un etaj de intrare cu impedanță de intrare ridicată și un etaj pilot, care asigură în principal amplificarea de tensiune și curenții de comandă pentru etajul final. Etajul final este realizat cu simetrie cvasicomplementară, fiind echipat cu un dublet echivalent *npn* și un dublet echivalent *pnp*. Amplificatorul de putere integrat mai conține un circuit de polarizare, care menține tranzistoarele în clasa de funcționare *AB*, la un curent de repaus suficient de mare pentru a evita apariția distorsiunii de trecere (de racordare), și un generator de curent de referință, care furnizează un curent proporțional cu tensiunea de alimentare pentru autocentrarea valorii tensiunii de ieșire în repaus, la jumătate din valoarea tensiunii de alimentare.

Tensiunea în formă de dinte de ferăstrău se aplică la intrarea neinversoare a etajului de intrare (terminalul *8*). Curentul în dinte de ferăstrău, care se obține la ieșirea etajului final (terminalul *12*), trece prin bobina de deflexie pe verticală și prin rezistorul *R36*, conectat în serie cu bobina. Tensiunea proporțională cu curentul de deflexie, obținută la bornele rezistorului *R36*, este folosită ca tensiune de reacție și se aplică prin condensatorul *C34* la intrarea inversoare a etajului de intrare (terminalul *6*). Prezența reacției negative conferă amplificatorului o stabilitate mare în timp față de variațiile parametrilor ansamblului bobinelor de deflexie ($L_V \cong 41$ mH, $R_V \cong 163\ \Omega$). În acest fel se asigură o stabilitate a dimensiunii rastrului pe verticală la variația de temperatură din camera de televiziune.

Prin intermediul rezistenței *R36* se fixează și amplificarea în tensiune a întregului amplificator, fiind dată de relația :

$$A_u = 1 + \frac{R^*}{R36},$$

Scanned with OKEN Scanner

unde R^* este rezistența de 7 000 Ω, prevăzută în interiorul circuitului integrat (între terminalul *12* și terminalul *6*), prin care se realizează bucla de reacție globală.

Utilizarea condensatoarelor *C33* și *C34* este necesară pentru separarea în curent continuu a bobinei de deflexie. În regim static, condensatorul *C33* se încarcă la o valoare egală cu tensiunea ce se stabilește în repaus la ieșirea etajului final (terminalul *12*).

Condensatorul *C37* produce o șuntare la frecvențe înalte (frecvența de baleiaj pe orizontală) a bobinei de deflexie pe verticală, asigurînd astfel atenuarea tensiunii induse datorită blocului de baleiaj pe orizontală (fenomen cunoscut sub denumirea de pătrunderea liniilor pe cadre).

Ca o consecință a defazajului introdus de amplificator, reacția, care este negativă la frecvențe joase, devine pozitivă la frecvențe înalte, fapt ce are influență asupra funcționării stabile a amplificatorului. Prin introducerea elementelor exterioare de compensare *C35* și *C36* se asigură modificarea corespunzătoare a caracteristicii amplificare funcție de frecvență astfel, încît pentru valoarea factorului de reacție prevăzut amplificatorul să fie stabil.

Condensatoarele *C31* și *C50* asigură o filtrare suplimentară a tensiunii de alimentare.

Durata cursei de întoarcere a baleiajului pe verticală este determinată de răspunsul etajului final la semnalul în dinte de ferăstrău aplicat la intrarea circuitului integrat.

5.7. SCHEME PRACTICE PENTRU BLOCURILE DE BALEIAJ DIN RECEPTOARELE DE TELEVIZIUNE

5.7.1. SCHEME PENTRU BLOCUL DE BALEIAJ PE ORIZONTALĂ

Blocul de baleiaj pe orizontală din monitorul de televiziune „Tehnoton" 44 cm, a cărui schemă electrică este dată în figura 5 30 [20], se compune dintr-un etaj de formare a impulsurilor de comandă pentru baleiajul pe orizontală, realizat cu circuitul basculant monostabil integrat *J102*, un etaj tampon, cu tranzistorul *T101*, un etaj de comandă, cu tranzistorul *T102* și etajul final de baleiaj pe orizontală, realizat cu comutatorul de putere bidirecțional *T103*, *D103*. Etajul de comandă are ca impedanță de sarcină transformatorul coborîtor de tensiune, *Tr101*, cu rol de adaptor de impedanțe, iar etajul final — bobinele de deflexie pe orizontală, conectate prin intermediul transformatorului de linii *Tr102*.

Blocul de baleiaj pe orizontală este comandat de către impulsurile pozitive de tensiune cu durata de circa 18 μs și frecvența de 15 625 Hz, furnizate de către sincroprocesorul integrat *J101 TBA920* [55]. Acesta conține un oscilator, care determină frecvența de baleiaj pe orizontală

Scanned with OKEN Scanner

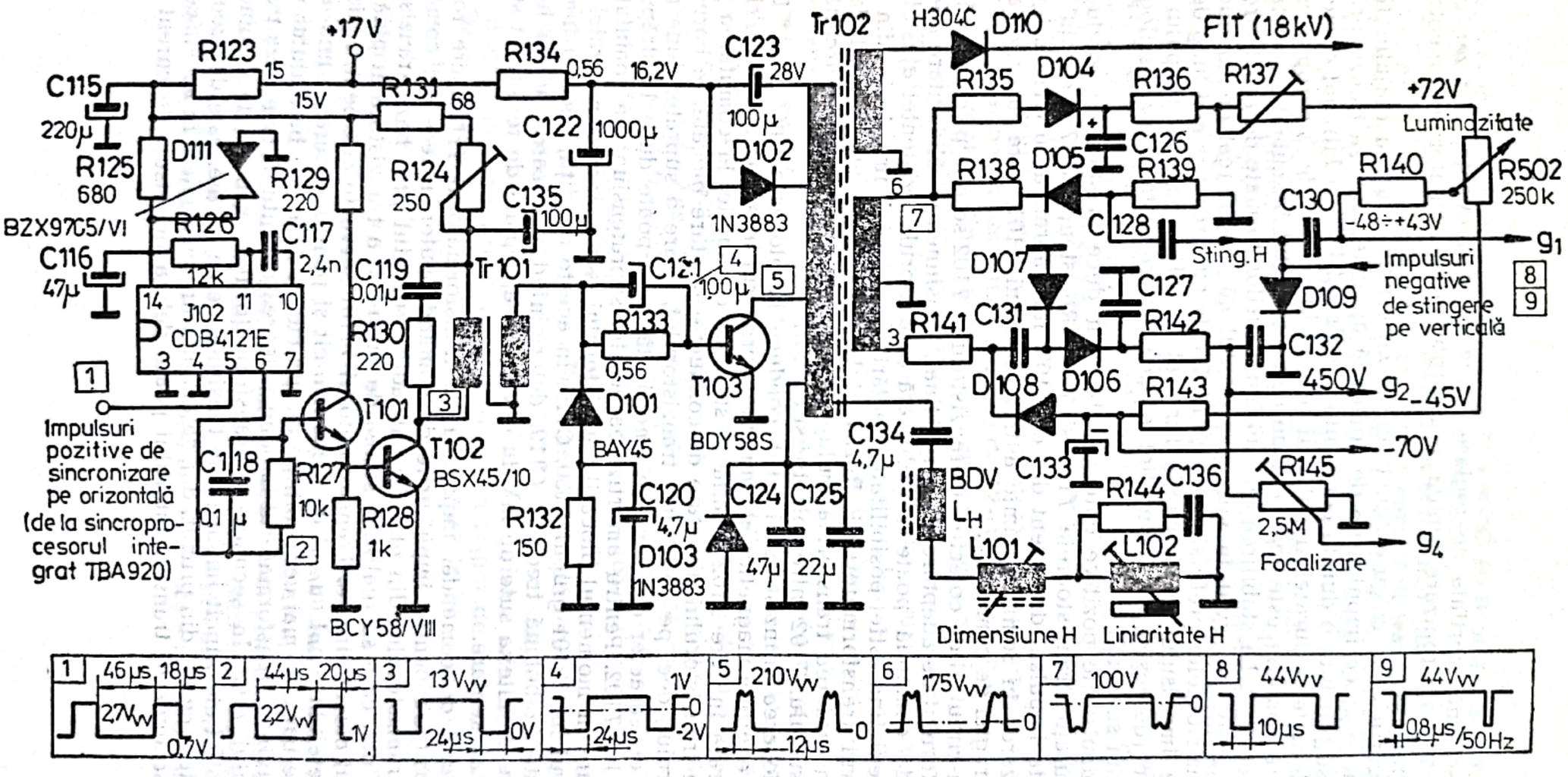


Fig. 5.30. Blocul de baleiaj pe orizontală din monitorul de televiziune „Tehnoton" 44 cm.

Scanned with OKEN Scanner

și o schemă inerțială de reglare automată a frecvenței și fazei, care asigură o sincronizare rapidă și o protecție a oscilatorului împotriva zgomotelor.

Pentru a se asigura funcționarea corespunzătoare a etajului final este necesar ca impulsurile de comandă aplicate pe baza tranzistorului $T103$ să prezinte o durată constantă, de circa 24 μs, în întregul domeniu de toleranțe a duratei impulsului de tensiune dat de sincroprocesor. Această condiție este realizată de către circuitul basculant monostabil integrat $J102$. La stabilirea duratei impulsurilor formate de acest circuit (circa 20 μs) s-a avut în vedere și faptul că timpul real de conducție al tranzistoarelor prefinale $T101$ și $T102$ este cu circa 4 μs mai lung decît durata impulsului de comandă furnizat de $J102$, datorită timpului de stocare (de ieșire din saturație) al acestor tranzistoare (v. oscilogramele din schemă).

Impulsurile pozitive date de $J102$ vor duce în stare de conducție la saturație tranzistoarele $T101$ și $T102$. Rezistența $R127$ are rolul de a limita impulsul de curent dat de $J102$, iar împreună cu $C118$ asigură polarizarea în regim dinamic a tranzistorului $T101$, care lucrează astfel în regim de comutație.

În circuitul de colector al tranzistorului $T102$ se află primarul transformatorului de adaptare cu etajul final. Tensiunea de alimentare a etajului de comandă poate fi modificată cu ajutorul rezistenței ajustabile $R124$, existînd astfel posibilitatea reglării amplitudinii impulsului din secundarul transformatorului. Rezistențele $R131$, $R124$ au și rolul de a preveni arderea transformatorului de adaptare în cazul scurtcircuitării tranzistorului $T102$ între colector și emitor.

Blocarea tranzistorului $T101$ conduce la blocarea lui $T102$. Din cauza energiei magnetice acumulată de primarul transformatorului $Tr101$ pe durata în care $T102$ se află în stare de conducție, la comutarea rapidă a tranzistorului din stare de conducție în stare blocată, la bornele primarului, deci pe colectorul tranzistorului, apare o supratensiune pozitivă cu caracter de oscilație amortizată, care poate duce la străpungerea lui $T102$. Pentru amortizarea acestei supratensiuni de comutație, ce apare în momentul blocării tranzistorului, s-a conectat în paralel cu primarul lui $Tr101$ grupul $R130$, $C119$. În aceste condiții, energia înmagazinată în bobină trece în $C119$, determinînd încărcarea lui de la o valoare de cîteva sute de mV la o valoare apropiată de tensiunea sursei de alimentare.

Etajul de comandă, împreună cu transformatorul $Tr101$, are rolul de a asigura pentru impulsurile de comandă puterea necesară comandării tranzistorului din etajul final, adică curentul prin baza tranzistorului final, care să realizeze starea de saturație a tranzistorului pînă la sfîrșitul cursei directe. Transformatorul $Tr101$ servește atît pentru adaptarea etajului final cu cel de comandă, cît și pentru generarea unui curent de bază cît mai constant, pe durata cursei directe a baleiajului. Cu alte cuvinte, transformatorul impune valoarea curentului prin baza tranzistorului $T103$. În secundarul transformatorului, sensul de bobinare este astfel ales, încît impulsul de tensiune, ce se obține, este de aceeași polaritate cu cel din primar, dar de amplitudine mai mică. În aceste condiții, secundarul transformatorului poate debita impulsuri de curent de

Scanned with OKEN Scanner

n ori mai mari la o tensiune de *n* ori mai mică decît primarul transformatorului, unde *n* este raportul de transformare.

Rolul condensatorului *C*121 este de a şunta în regim tranzitoriu rezistenţa *R*133, asigurînd astfel accelerarea comutării tranzistorului *T*103 prin supracomandarea lui în momentele de comutaţie. În regim staţionar valoarea curentului prin baza tranzistorului este determinată de *R*133, care are şi rolul de a reduce influenţa dispersiei rezistenţei de intrare a tranzistorului *T*103. Dioda *D*101 şi grupul *R*132, *C*120 protejează joncţiunea emitor-bază a tranzistorului *T*103 la supratensiune pe durata în care tranzistorul este blocat, adică pe durata alternanţei negative a tensiunii din secundarul transformatorului, cînd dioda *D*101 este în stare de conducţie.

Din cele prezentate rezultă că tranzistoarele *T*102 şi *T*103 lucrează în regim de comutaţie şi în contratimp, adică atunci cînd *T*102 conduce în regim de saturaţie, *T*103 este blocat iar cînd *T*102 este blocat, *T*103 se găseşte în regim de saturaţie. Tranzistorul din etajul final se găseşte în stare blocată circa 24 μs.

Comutatorul bidirecţional conduce pe durata cursei directe de 52 μs şi este blocat pe durata cursei inverse de 12 μs. Prin bobina de deflexie curge un curent în dinte de ferăstrău cu amplitudinea de cca 13 A_{vv}, asigurat de dioda de recuperare paralel *D*103, care conduce la începutul cursei directe timp de 12 μs, şi apoi de tranzistorul *T*103, care conduce în sens invers, în principal pe joncţiunea bază-colector, timp de circa 4÷7 μs (timp necesar pregătirii tranzistorului de putere pentru a prelua conducţia curentului în sens normal, dinspre colector spre emitor) şi în sens normal timp de circa 34 μs. Intrarea în conducţie a diodei de recuperare este însoţită de oscilaţii sinusoidale amortizate. Curentul prin diodă este descrescător, avînd la începutul cursei directe o amplitudine de circa 5 A. Din momentul în care tranzistorul este comandat pe bază cu un impuls de tensiune pozitiv, curentul de deflexie este asigurat timp de 4÷7 μs atît de diodă, care continuă să conducă în sens direct, cît şi de tranzistor, care conduce în sens invers. Curentul de colector prezintă o variaţie crescătoare de la aproximativ —0,5 A, atingînd circa 8 A la sfîrşitul cursei directe.

Etajul final al blocului de baleiaj pe orizontală este cu recuperare de tipul serie-paralel. Tensiunea de 16,2 V a sursei de alimentare se aplică prin dioda de recuperare serie *D*102 pe o priză a primarului transformatorului de linii *Tr*102, care lucrează în regim de autotransformator. Datorită tensiunii de recuperare care apare la bornele condensatorului de recuperare *C*123, tensiunea reală de alimentare a etajului final de baleiaj pe orizontală este de 28 V.

Comutatorul este conectat în paralel cu ansamblul bobinelor de deflexie pe orizontală ($L_H \cong 126$ μH, $R_H \cong 0{,}7$ Ω). În serie cu bobinele de deflexie sînt conectate bobina pentru reglarea dimensiunii imaginii pe orizontală (*L*101 ≅ 16,6 μH, inductanţă cu miez reglabil), bobina pentru corecţia liniarităţii curentului de baleiaj (*L*102 ≅ 4,9 μH, inductanţă cu miez saturabil) şi condensatorul de cuplaj *C*134, care îndeplineşte rolurile de rezervor de energie recuperată, separare în curent continuu a bobinelor de deflexie şi corecţia distorsiunii neliniare simetrice. Grupul

Scanned with OKEN Scanner

*R*144, *C*136 are rolul de a amortiza eventualele oscilații parazite, ce ar putea perturba imaginea.

Utilizarea schemei de conectare prin autotransformator a bobinelor de deflexie și a diodei de recuperare paralel, față de colectorul tranzistorului, permite obținerea unei liniarități mai bune a curentului de deflexie în partea de mijloc a cursei directe. Bobina de deflexie se poate conecta la diferite prize ale primarului transformatorului de linii, asigurîndu-se astfel o posibilitate de reglare brută a dimensiunii imaginii pe orizontală.

Durata cursei inverse, de 12 µs, este determinată în principal de condensatoarele de întoarcere *C*124, *C*125, inductanța ansamblului bobinelor de deflexie L_H și capacitatea parazită a bobinei de înaltă tensiune (bobina de *FIT*) raportată la circuitul primar. Aceste elemente determină apariția unei oscilații sinusoidale cu frecvența de 41,67 kHz, folosită pentru întoarcerea fasciculului de electroni.

În afară de oscilația liberă menționată, în timpul cursei inverse există încă o oscilație liberă, a cărei frecvență este determinată de inductanța de dispersie a transformatorului de linii și capacitatea parazită a bobinei de *FIT*. Este recomandabil ca frecvența acestei oscilații să fie de circa 2,85 ori mai mare decît frecvența oscilației libere care determină durata de 12 µs a cursei inverse (circa 120 kHz), motiv pentru care poartă numele de „*oscilație de armonica a 3-a*".

În primarul transformatorului de linii tensiunea oscilației de armonica a 3-*a*, u_{a3}, prezintă o amplitudine de circa 25% din amplitudinea impulsului de tensiune sinusoidal ce ar apare pe condensatorul de întoarcere în lipsa acordului pe armonica a treia, u_{Ct}. Întrucît cele două semnale se adună ca în figura 5.31, *a*, impulsul de tensiune ce apare pe timpul cursei de întoarcere la bornele condensatorului are o formă caracteristică de șea (tensiunea u_{Ct}^{*}), prezentînd o amplitudine cu 10÷15% mai mică decît în lipsa acordului pe armonica a treia. Acest lucru prezintă avantaj, în special, pentru tranzistor.

În secundarul de înaltă tensiune al transformatorului de linii tensiunea oscilației de armonica a 3-*a* se adună cu impulsul sinusoidal de înaltă tensiune ce ar apare în lipsa acordului pe armonica a 3-*a*, u_{FIT}, ca în figura 5.31, *b*. Ca urmare, impulsul de tensiune ce apare pe timpul cursei de întoarcere este mai îngust, dar prezintă o amplitudine mărită chiar cu amplitudinea oscilației de armonica a 3-*a* din secundarul de *FIT* (tensiunea u_{FIT}^{*}). Întrucît înalta tensiune necesară pentru alimentarea anodului principal al tubului cinescop (tensiunea de *FIT*) se obține prin redresarea impulsurilor pozitive de înaltă tensiune din secundarul de *FIT* cu ajutorul diodei de înaltă tensiune cu seleniu *D*110, rezultă că acordul pe armonica a 3-*a* prezintă avantajul obținerii unei tensiuni de *FIT* mult mai mari, pentru același raport de transformare dintre secundarul de *FIT* și primar.

Acordul oscilației pe armonica a 3-*a* asigură, pe lîngă o mărire a tensiunii de *FIT* și un randament energetic maxim pentru baleiajul pe orizontală, fapt ce are ca efect reducerea consumului etajului final. Acest acord se realizează din construcția transformatorului de linii, mai ales a bobinei de *FIT*, sau prin modificarea inductanței de scăpări cu

Scanned with OKEN Scanner

ajutorul unei bobine de cuplaj plasată pe bobina de *FIT* și conectată electric pe o parte a bobinei primare. Modificarea numărului de spire al bobinei de cuplaj modifică frecvența oscilației de armonica a treia.

Redresorul de înaltă tensiune realizat cu dioda *D*110 și capacitatea proprie a tubului cinescop prezentată la borna de *FIT* (de ordinul nF) lucrează în regim de detecție de vîrf a impulsurilor de *FIT*. Rezistența internă a sursei de *FIT* este determinată, în principal, de rezistența echivalentă a transformatorului de linii reflectată în secundarul de *FIT* și de rezistența diodei redresoare, fiind de 4÷6 MΩ. Ca urmare, la luminanța maximă a ecranului cînd curentul de fascicul (curentul anod-catod) al tubului cinescop este de 300 μA, tensiunea de FIT scade de la 18 kV la circa 16,5 kV, provocînd o ușoară umflare a imaginii (15÷20 mm).

Efectul de umflare a imaginii din cauza scăderii tensiunii de *FIT*, cînd se mărește din potențiometrul de luminozitate *R*502 luminanța ecranului se compensează cu rezistorul *R*134. Scăderea tensiunii de *FIT* are ca efect creșterea consumului etajului final, deci creșterea căderii de tensiune pe *R*134. Ca urmare, scade tensiunea de alimentare a etajului final și proporțional curentul de deflexie, fapt ce are ca efect scăderea dimensiunii imaginii, compensînd astfel umflarea ei.

Rezistorul *R*134 are și rolul de a asigura protecția etajului final prin limitarea curentului maxim ce poate curge spre baleiajul orizontal.

Condensatorul *C*122 atenuează tensiunile tranzitorii de înaltă frecvență datorate comutației rapide, care pot produce perturbații ale imaginii în cazul în care pătrund prin sursa de alimentare în celelalte etaje. De asemenea, condensatorul servește ca rezervor de energie recuperată.

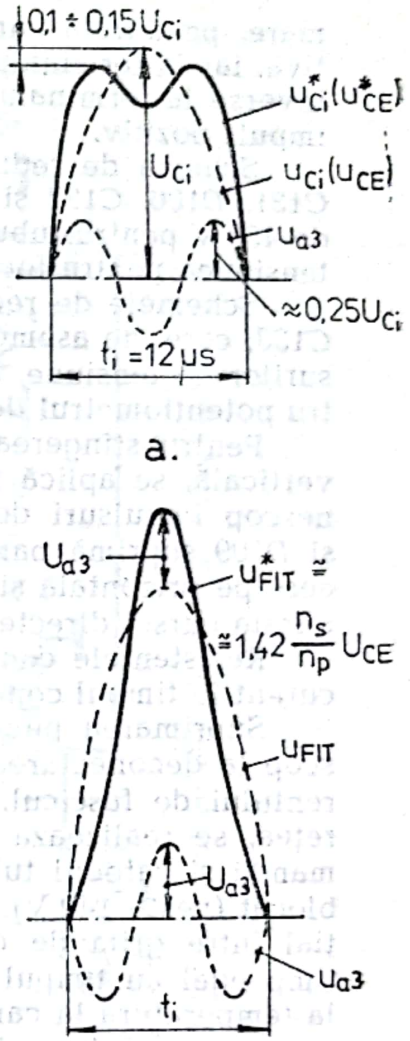


Fig. 5 31. Efectul oscilației de armonica a 3-a asupra impulsului de tensiune ce apare pe timpul cursei de întoarcere: *a* — în primarul transformatorului de linii; *b* — în secundarul de înaltă tensiune al transformatorului de linii.

Pe lîngă funcțiile de bază (obținerea curentului în dinte de ferăstrău și a înaltei tensiuni) etajul final de baleiaj pe orizontală îndeplinește următoarele funcții suplimentare: asigurarea tensiunilor de alimentare pentru electrozii tubului cinescop (electrodul de comandă g_1, electrodul de accelerare g_2 și electrodul de focalizare g_4), formarea impulsului de stingere al cursei inverse a baleiajului pe orizontală și asigurarea unei tensiuni de alimentare (—70 V) pentru etajul de formare a impulsului de stingere a cursei inverse a baleiajului pe verticală.

În secundarul transformatorului de linii se obțin impulsuri negative (la terminalul *6*) și impulsuri pozitive (la terminalul 3), care prezintă o axă energetică la circa 1/7 din amplitudinea vîrf la vîrf. Prin ur-

Scanned with OKEN Scanner

mare, pe durata cursei directe la terminalul 6 există o tensiune pozitivă, iar la terminalul 3 o tensiune negativă, în timp ce pe durata cursei inverse la terminalul 6 există un impuls negativ, iar la terminalul 3 un impuls pozitiv.

Schema de redresare cu multiplicarea tensiunii realizată cu *D*107, *C*131, *D*106, *C*127 și filtrul *R*142, *C*132 asigură tensiunea de accelerare de 450 V pentru tubul cinescop, iar cu potențiometrul semireglabil *R*145, tensiunea pentru focalizarea optimă a tubului.

Schemele de redresare realizate cu *D*104, *C*126 și, respectiv, *D*108, *C*133, care, de asemenea, lucrează în reigm de detecție de vîrf a impulsurilor de tensiune, asigură tensiunea pozitivă, respectiv, negativă pentru potențiometrul de luminozitate *R*502.

Pentru stingerea cursei inverse a fasciculului, pe orizontală și pe verticală, se aplică prin *C*130 pe electrodul de comandă al tubului cinescop impulsuri de întoarcere, de polaritate negativă. Diodele *D*105 și *D*109 suprimă partea superioară a palierului impulsurilor de întoarcere pe orizontală și pe verticală, care ar influența luminanța medie pe durata cursei directe.

Rezistențele conectate în serie cu diodele limitează impulsurile de curent în timpul conducției acestora.

Suprimarea punctului luminos din centrul ecranului tubului cinescop la deconectarea monitorului de la rețea se face prin blocarea curentului de fascicul. În acest scop, la deconectarea monitorului de la rețea, se realizează mărirea diferenței de potențial între grila de comandă și catodul tubului cinescop la o valoare pentru care tubul este blocat (peste 140 V). Această valoare critică pentru diferența de potențial între grila de comandă și catod trebuie menținută cel puțin un timp egal cu timpul necesar răcirii filamentului tubului cinescop pînă la temperatura la care, electronii emiși de catod nu mai au viteza necesară pentru a intra în cîmpul electric de accelerare (circa 22 secunde). La deconectarea alimentării monitorului tensiunea pozitivă la bornele condensatorului *C*126 scade rapid și ca urmare grila de comandă va primi prin *R*143, *R*502 și *R*140 o tensiune negativă lent descrescătoare. Această tensiune rezultă din descărcarea cu o constantă de timp mare a condensatorului *C*133. În același timp are loc o creștere a tensiunii la catodul tubului cinescop prin blocarea tranzistorului final video.

Schema electrică a blocului de baleiaj pe orizontală din televizorul cu circuite integrate „Electronica", dată în figura 5.32 [54], se aseamănă cu schema electrică din monitorul de televiziune „Tehnoton", motiv pentru care în cele ce urmează se scot în evidență doar particularitățile acestei scheme.

Blocul de baleiaj pe orizontală este comandat de către impulsurile de tensiune, pozitive, cu durata de circa 26 μs și frecvența de 15 625 Hz, furnizate de către sincroprocesorul integrat *TBA*950 [56]. Conducția tranzistorului prefinal durează circa 30 μs, adică cu 4 μs mai mult decît durata impulsului dat de *TBA*950, din cauza timpului de stocare al tranzistorului.

Particularitatea esențială a acestui tip de baleiaj pe orizontală constă în faptul că tranzistorul final *BU*205 îndeplinește și funcția diodei de recuperare paralel, după cum se arată în figura 5.33.

Scanned with OKEN Scanner

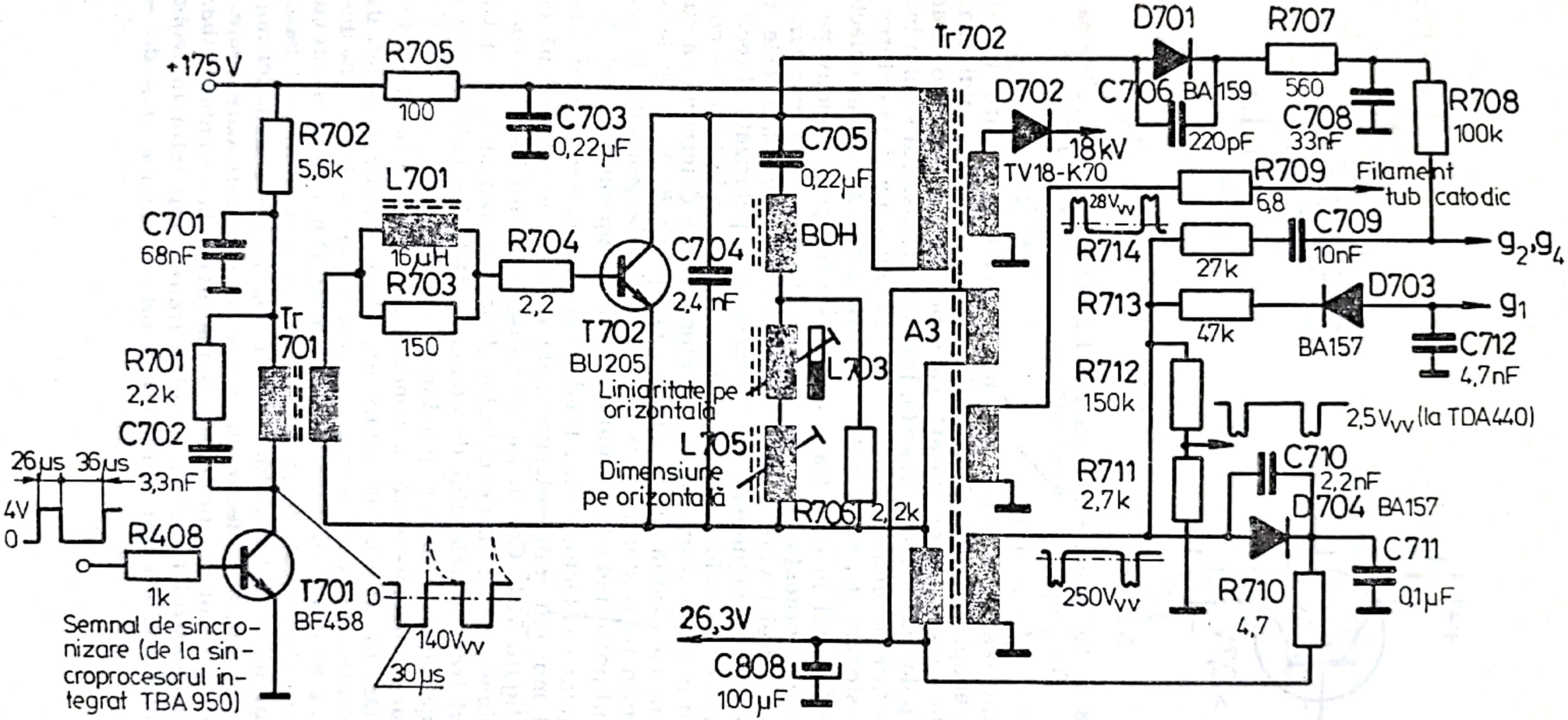


Fig. 5.32. Blocul de baleiaj pe orizontală din televizorul cu circuite integrate „Electronica".

Scanned with OKEN Scanner

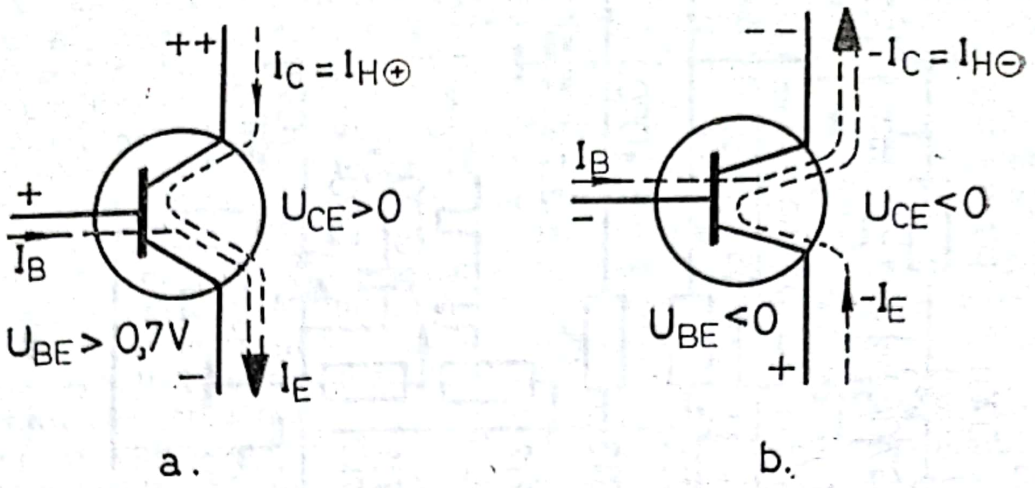


Fig. 5.33. Funcţionarea tranzistorului BU205 : *a* — conducţie normală ($h_{21E}=I_C/I_B\cong 2$) ; *b* — conducţie inversă ($h_{21E\ inv}=I_C/I_B\cong 0{,}8$).

La aplicarea părţii negative a tensiunii din secundarul transformatorului de adaptare *Tr*701, de circa 3 σ, pe baza tranzistorului final *T*702, acesta este adus în stare blocată, cu condiţia ca pe colector tranzistorul să fie polarizat pozitiv ($u_{CE}>0$). Întrucît tranzistorul se afla iniţial în stare de saturaţie, blocarea lui va avea loc după un timp determinat de timpul de stocare, t_s, şi timpul de cădere a curentului de colector, t_c.

Din momentul în care tranzistorul este polarizat negativ pe colector de către alternanţa negativă a oscilaţiei libere ce urmează după terminarea cursei inverse (adică joncţiunea emitor-bază este polarizată invers iar joncţiunea colector-bază este polarizată direct), tranzistorul trece în conducţie inversă. În acest caz colectorul se comportă ca un emitor iar emitorul ca un colector, fapt ce determină ca curentul de colector, ce rezultă din însumarea curenţilor de bază şi de emitor, să curgă prin tranzistor în sens invers conducţiei normale. În acest fel tranzistorul poate îndeplini rolul diodei de recuperare paralel.

Joncţiunea colector—bază fiind polarizată în sens direct, conduce, în primul moment, întregul curent de deflexie negativ, după cum se vede în figura 5.34. Conducţia joncţiunii colector-bază începe atunci cînd tensiunea negativă de colector depăşeşte tensiunea negativă din secundarul transformatorului de adaptare. Datorită valorii mari a tensiunii negative de colector, joncţiunea emitor-bază (care funcţionează ca joncţiune colector—bază în conducţia inversă) primeşte o tensiune inversă mare (8÷10 V), care aduce această joncţiune în regim de străpungere controlată de tip Zener. În acest fel se limitează tensiunea u_{CB} la o valoare de circa —7÷—8 V (v. fig. 5.34). Din acest moment curentul negativ de deflexie este format din însumarea curenţilor de bază şi de emitor (curenţii prin tranzistor curg în sens invers conducţiei normale). După ce curentul de colector, i_C, scade la o valoare care poate fi asigurată de tranzistor funcţionînd în regim invers la curentul de bază furnizat de secundarul transformatorului, tranzistorul intră în regim normal de conducţie inversă, caracterizat prin tensiunea u_{CE} de —3,5÷÷—4 V.

Scanned with OKEN Scanner

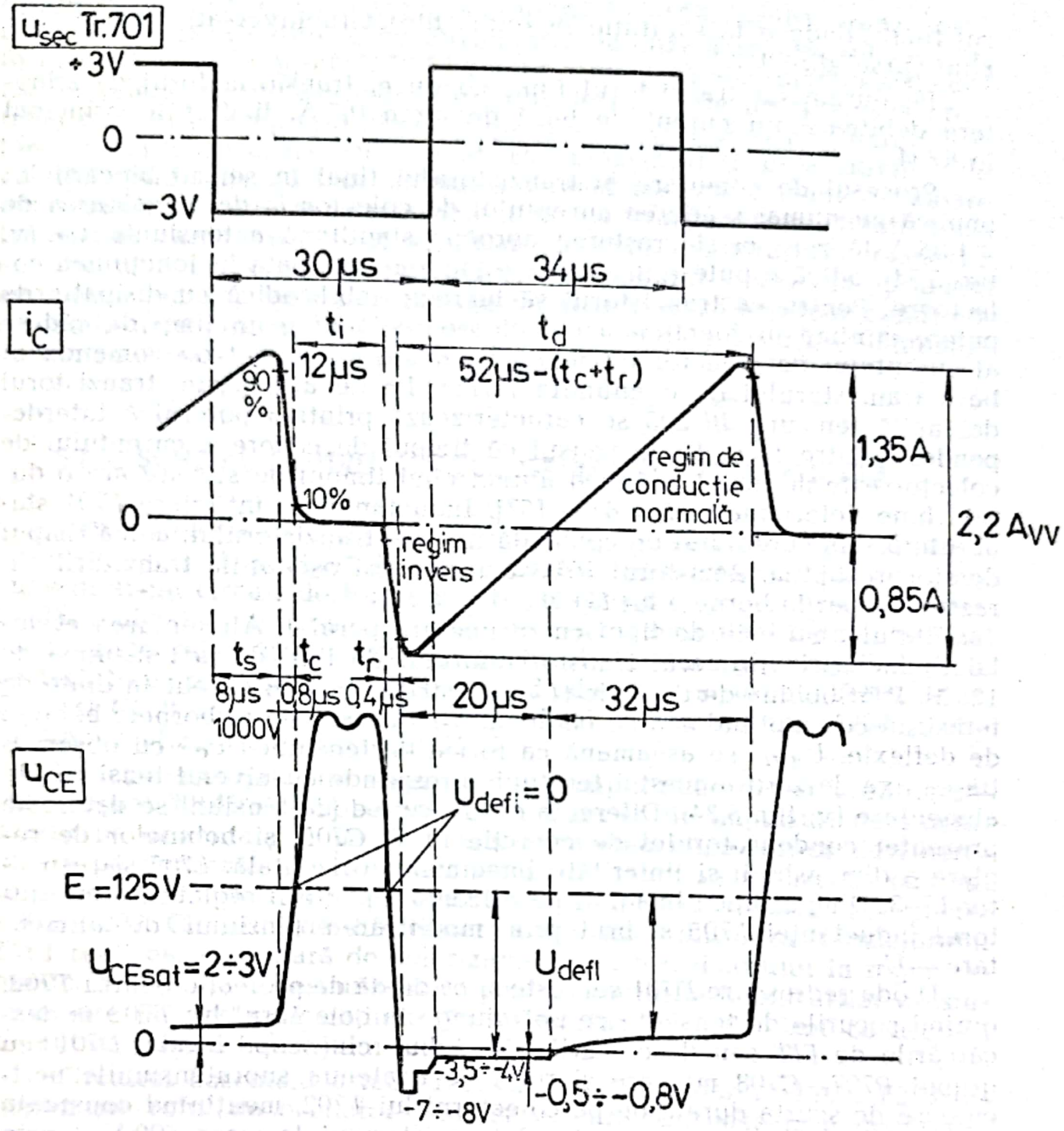


Fig. 5.34. Procesul de comutare al tranzistorului BU205.

În momentul în care pe baza tranzistorului final *T*702 se aplică tensiunea pozitivă din secundarul transformatorului de adaptare, tranzistorul primește comanda de conducție directă. Cu toate acestea, tranzistorul continuă să se găsească în conducție inversă, însă în regim de saturație. În acest fel condensatorul *C*705 continuă să se încarce din energia recuperată. Curentul i_C scade liniar, iar căderea de tensiune pe dioda bază—colector scade pe măsura scăderii curentului. Acest regim de conducție a curentului este necesar pentru pregătirea conducției directe a tranzistorului. Din momentul în care curentul de colector trece prin zero, procesul de recuperare a energiei s-a încheiat, iar tranzisto-

Scanned with OKEN Scanner

rul final conduce la saturație în regim direct (neinversat) pînă la sfîrșitul cursei directe.

Pe durata cît tranzistorul final conduce, transformatorul de adaptare debitează un curent de bază de circa 0,5 A, limitat în principal le *R*704.

Procesul de comutare al tranzistorului final în sensul blocării lui implică nu numai scăderea curentului de colector i_C de la valoarea de +1,35 A la zero ci și creșterea aproape simultană a tensiunii u_{CE} (v. fig. 5.34), adică o putere instantanee maximă, disipată în joncțiunea colectoare. Pentru ca tranzistorul să lucreze fiabil, adică cu disipație de putere minimă în joncțiunea colectoare se impune un timp de cădere al curentului de colector cît mai mic, adică un curent de comandă în baza tranzistorului de o anumită formă. Pe de altă parte, tranzistorul de înaltă tensiune *BU*205 se caracterizează printr-o puternică interdependență între t_c și t_s, în sensul că timpul de cădere a curentului de colector este minim ($t_c = 0{,}8\ \mu s$) atunci cînd timpul de stocare are o durată bine determinată ($t_s = 8\ \mu s$) [57]. Inductanța de întîrziere *L*701 stabilește forma curentului de comandă în baza tranzistorului, adică timpul de stocare optim. Rezistorul *R*703 amortizează oscilațiile tranzitorii parazite ce apar la bornele lui *L*701.

Etajul final este de tipul cu recuperare paralel. Alimentarea etajului se face prin primarul transformatorului de linii de la tensiunea de 125 V. Prin bobina de deflexie ($L_H \cong 2{,}9$ mH) curge un curent în dinte de ferăstrău cu amplitudinea de circa 2,2 A_{vv}. Tensiunea la bornele bobinei de deflexie, U_{defl}, se aseamănă ca formă cu tensiunea u_C; cu observația că axa de zero a acestei tensiuni corespunde cu nivelul tensiunii de alimentare (v. fig. 5.34). Diferența dintre cele două tensiuni se datorește prezenței condensatorului de corecție în *S*, *C*705, și bobinelor de reglare a dimensiunii și liniarității imaginii pe orizontală, *L*705 și respectiv *L*703. Dimensiunea imaginii pe orizontală poate fi reglată fin cu ajutorul inductanței *L*705 și brut prin modificarea tensiunii de alimentare $+U_1$.

Dioda redresoare *D*701 servește și ca diodă de protecție pentru *T*702, oprind șocurile de tensiune ce pot ajunge la colectorul lui *T*702 la descărcările de *FIT* sau descărcările din tubul cinescop. Dioda *D*701 cu grupul *R*707—*C*708 mai are și rolul de a atenua supratensiunile periculoase de scurtă durată de pe colectorul lui *T*702, menținînd constantă tensiunea de impuls pe colectorul tranzistorului la circa 500 V_{vv} prin detecție de vîrf. Condensatorul *C*706 preia tensiunile tranzitorii în cursul redresării impulsurilor aplicate diodei *D*701. De asemenea, reduce efectul de radiație electromagnetică datorită fenomenelor tranzitorii din timpul procesului de comutare a diodei.

Dimensiunea imaginii pe orizontală depinde foarte mult de tensiunea aplicată la bornele bobinelor de deflexie. Pentru ca dimensiunea imaginii să fie independentă de variațiile tensiunii rețelei, circuitele de baleiaj pe orizontală se alimentează de la tensiune stabilizată. S-au conceput sisteme de baleiaj pe orizontală autostabilizate, care se caracterizează prin faptul că același tranzistor realizează funcțiile de deflexie și de alimentare stabilizată. Sistemul de baleiaj pe orizontală autostabilizat „Ticlops" [58] realizează cele două funcții într-un mod

Scanned with OKEN Scanner

destul de economic, cu o suprasarcină de 10÷15% pentru tranzistorul final. Pilotarea circuitului de alimentare stabilizată se asigură cu ajutorul circuitului integrat *SN76549*, care realizează și protecția sistemului de baleiaj la suprasarcină. Circuitul de protecție funcționează printr-un control în timp real al curentului de colector și al tensiunii colector—emitor ale tranzistorului final. Din momentul în care curentul de colector (sau tensiunea de colector) devine mai mare decît o valoare bine stabilită, scade durata de conducție a tranzistorului final. Dacă fenomenul care a provocat suprasarcina este temporar (de exemplu, apariția unui arc electric între electrozii tubului cinescop), sistemul evoluează din nou spre punctul său de stabilizare. Dacă fenomenul corespunde unui defect persistent, după un număr de testări, se anulează durata de conducție a tranzistorului final.

5.7.2. SCHEME PENTRU BLOCUL DE BALEIAJ PE VERTICALĂ

Schema electrică a blocului de baleiaj pe verticală din monitorul de televiziune „Tehnoton" 44 cm, prezentată în figura 5.35 [20], se compune dintr-un circuit de formare a impulsurilor de sincronizare pe verticală, realizat cu tranzistorul *T*201, un circuit basculant astabil realizat cu tranzistoarele *T*202 și *T*203, un circuit de formare a tensiunii în dinte de ferăstrău, realizat în principal cu dioda *D*201 și grupul *R*210, *R*211, *C*207 și *C*208, un etaj de comandă realizat cu tranzistorul *T*204 și etajul final realizat cu tranzistorul *T*205.

La ieșirea etajului de separare după amplitudine din sincroprocesorul integrat *TBA*920 [55] se obține un amestec de impulsuri de sincronizare pe orizontală și pe verticală. Separarea impulsurilor de sincronizare pe verticală din semnalul sincro complex se realizează cu ajutorul circuitului de integrare format din celulele *R*201, *C*201 și respectiv *R*202, *C*202. Circuitul de diferențiere *C*203, *R*203 din baza tranzistorului *T*201 realizează, în afară de polarizarea bazei tranzistorului în regim dinamic, și o pantă corespunzătoare pentru fronturile impulsurilor de sincronizare pe verticală obținute în colectorul lui *T*201, fapt ce asigură o calitate bună a baleiajului întrețesut.

Circuitul basculant astabil realizat cu tranzistoarele *T*202, *T*203 îndeplinește rolul de oscilator pilot și se caracterizează prin generarea unor impulsuri dreptunghiulare negative cu factor de umplere foarte mic (0,72/20). Funcționarea circuitului basculant astabil în regim de sincronizare asigură ca frontul impulsului obținut la ieșire să fie în fază cu frontul impulsului de sincronizare pe verticală, aplicat circuitului prin condensatorul de cuplaj *C*204. În acest scop, frecvența oscilațiilor libere ale circuitului, care poate fi reglată cu *R*208, se alege mai mică decît frecvența impulsurilor de sincronizare.

Impulsul negativ de sincronizare, aplicat pe baza tranzistorului *T*202, comandă blocarea lui *T*202 și aducerea lui *T*203 în regim de saturație. Această stare instabilă durează un timp scurt (0,72 ms), fiind determinat de timpul de încărcare a condensatorului *C*205 prin *R*205 și joncțiunea bază-emitor a tranzistorului *T*203. Ieșirea din saturație a tran-

Scanned with OKEN Scanner

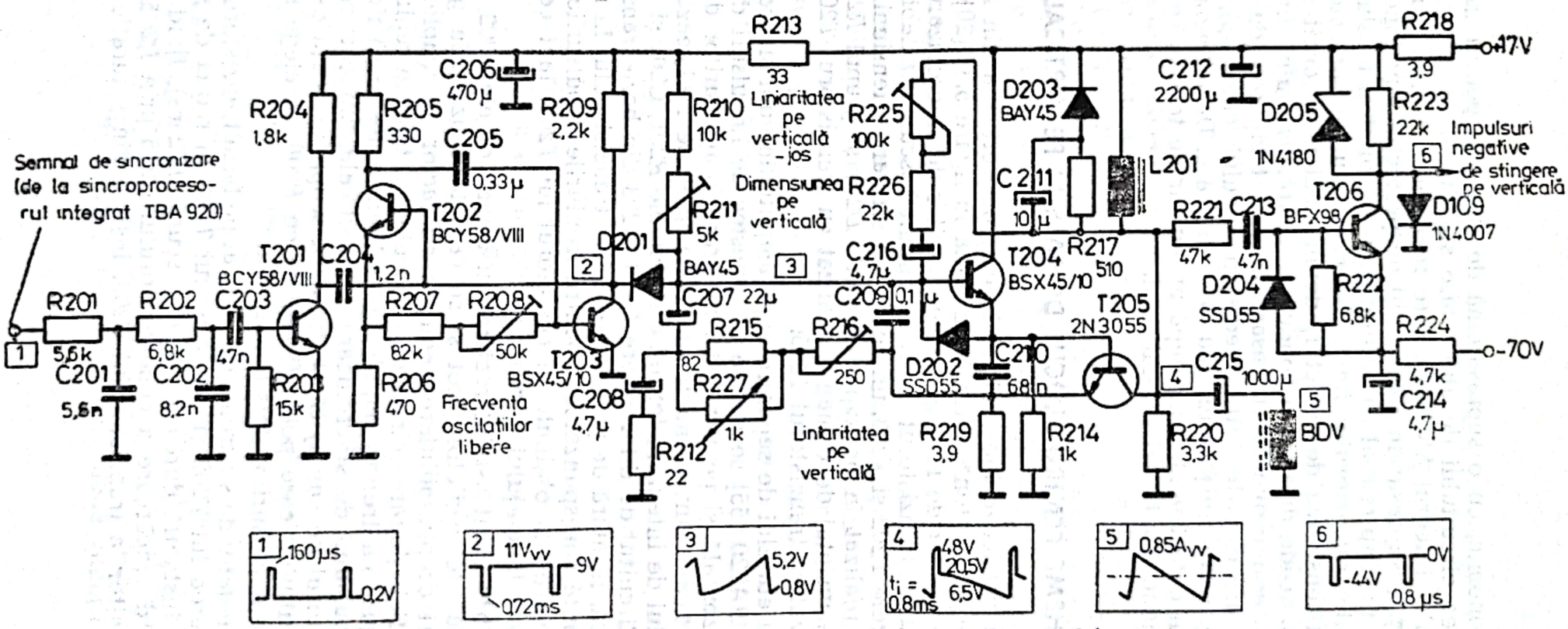


Fig. 5.35. Blocul de baleiaj pe verticală din monitorul de televiziune „Tehnoton" 44 cm.

Scanned with OKEN Scanner

zistorului *T*203 determină aducerea în conducție a lui *T*202 și, ca urmare, blocarea rapidă a lui *T*203 datorită tensiunii de la bornele condensatorului *C*205, care se aplică drept tensiune inversă între baza și emitorul tranzistorului. Durata acestei stări instabile este determinată de constanta de timp de descărcare a condensatorului *C*205, adică, în principal, de rezistențele *R*207 și *R*208. Această stare instabilă este întreruptă de apariția următorului impuls de sincronizare.

Circuitul basculant astabil și dioda de comutare *D*201 îndeplinesc funcția unui comutator periodic, care împreună cu *R*201, *R*211, *C*207 și *C*208 formează circuitul de generare a tensiunii crescătoare în dinte de ferăstrău. Pe durata cursei utile dioda este blocată și, întrucît încărcarea are loc numai pe porțiunea liniară a exponențialei, tensiunea la bornele condensatoarelor *C*207, *C*208 va crește aproximativ liniar. Cursa de revenire are loc pe durata impulsului negativ de comandă, cînd condensatoarele *C*207, *C*208 se descarcă rapid prin dioda *D*201 și tranzistorul *T*203. Prezența potențiometrului *R*211 permite reglarea amplitudinii semnalului în dinte de ferăstrău obținut la ieșirea circuitului de formare și, deci, dimensiunea rastrului pe verticală.

Prin faptul că liniaritatea explorării pe verticală este asigurată pentru o anumită formă de variație a curentului de deflexie, diferită de forma de variație liniară, tensiunea liniar crescătoare obținută la ieșirea circuitului de formare trebuie corectată în mod corespunzător înainte de a se aplica la intrarea etajului final. Cu alte cuvinte, prin predistorsionarea corespunzătoare a formei tensiunii în dinte de ferăstrău se realizează corecția distorsiunilor geometrice ale rastrului pe verticală, generate de neliniaritatea caracteristicilor de transfer ale tranzistoarelor din etajul de comandă și etajul final, de circuitul de cuplaj cu bobina de deflexie și de planeitatea ecranului tubului cinescop.

Existența reacțiilor negative de curent în etajul de comandă și, respectiv, în etajul final asigură o mărire a impedanței de intrare a acestor etaje și o îmbunătățire a liniarității caracteristicii de transfer a acestor tranzistoare.

Pentru predistorsionarea formei tensiunii în dinte de ferăstrău, cu scopul de a compensa neliniaritățile menționate, se folosește în schemă un circuit de reacție pozitivă, realizat cu rețeaua *R*219, *R*216, *R*215, *R*227, *C*208, *R*212 și un circuit de reacție negativă, realizat cu rețeaua *R*225, *R*226, *C*216.

Contribuția pe care o are reacția pozitivă asupra formei tensiunii în dinte de ferăstrău se explică prin faptul că în timpul intervalului util, peste componenta liniar crescătoare a tensiunii în dinte de ferăstrău, se suprapune o componentă de formă parabolică. Componenta parabolică a tensiunii se formează pe grupul *C*208, *R*212, prin integrarea tensiunii proporțională cu curentul de deflexie de pe rezistorul *R*219. Cu potențiometrul *R*216 se reglează forma și mărimea componentei parabolice și, prin aceasta, liniaritatea baleiajului pe verticală. Termistorul *R*227 reduce influența temperaturii asupra liniarității baleiajului pe verticală.

Prezența reacției negative globale are ca efect aplicarea în circuitul de intrare al etajului de comandă a unei componente de formă exponențială, care determină o extindere a imaginii în timpul primei jumătăți a baleiajului și o comprimare în cea de a doua jumătate a baleiajului. Efec-

Scanned with OKEN Scanner

tul fiind mai pronunțat în cea de a doua jumătate a baleiajului, rezultă că potențiometrul *R225* permite reglarea liniarității baleiajului pe verticală, în principal, în partea de jos a rastrului.

Întrucît efectul reacției pozitive de curent este predominant, ea compensează reducerea impedanței de intrare în etajul de comandă, produsă de circuitul de reacție negativă de tensiune.

Prezența circuitelor de reacție face sistemul mai puțin dependent de caracteristicile tranzistoarelor, asigurînd și o stabilizare a dimensiunii imaginii pe verticală. Variația rezistenței bobinelor de deflexie din cauza variației de temperatură din televizor este una din cauzele care determină variația dimensiunii imaginii pe verticală. Prin introducerea în serie cu bobinele de deflexie a unui termistor se asigură menținerea constantă a rezistenței de sarcină la variația temperaturii, îmbunătățindu-se astfel stabilizarea amplitudinii curentului de deflexie.

Pentru a se realiza o adaptare între impedanța de intrare a etajului final și impedanța de ieșire a etajului de comandă, acesta este realizat cu tranzistorul *T204* în conexiunea colector comun. Repetorul pe emitor îndeplinește și rolul de etaj tampon.

Tranzistorul etajului final, realizat în montajul cu emitor comun, lucrează în clasă *A*. Bobina de deflexie ($L_V \cong 26{,}6$ mH, $R_V \cong 11{,}5\ \Omega$) este cuplată la etajul final printr-un circuit de separare a componentei continue, adică cuplaj prin bobină de șoc și condensator (cuplajul *L201*—*C215*). Componenta parabolică a curentului, prin inductanța finită a bobinei de șoc, se compensează prin predistorsionarea corespunzătoare a tensiunii de comandă în dinte de ferăstrău, adică prin corecția formei curentului de colector al tranzistorului final. În caz contrar, pentru o variație liniară a curentului de colector, curentul de deflexie va prezenta o neliniaritate evidentă.

Pe durata cursei inverse tranzistorul etajului final este blocat. Din cauza variației bruște a curentului în inductanța bobinei de deflexie la blocarea tranzistorului, pe bobina de deflexie apare un impuls de tensiune care solicită tranzistorul. Rezistorul *R220* are rolul să amortizeze oscilația ce ia naștere la terminarea cursei directe în circuitul acordat format din inductanța și capacitatea parazită a bobinei de deflexie pe verticală, datorită procesului de comutare. Cu alte cuvinte, rezistorul *R220* are rolul de a limita vîrful de tensiune ce apare pe colectorul tranzistorului final pe timpul întoarcerii.

Condensatorul *C211* conectat în paralel cu bobina de șoc scurtcircuitează impulsurile de frecvența liniilor care pot ajunge la bobina de deflexie pe verticală. Pe de altă parte, acest condensator împreună cu bobina de șoc formează un circuit oscilant, care tinde să oscileze pe timpul cursei inverse datorită energiei magnetice acumulată în inductanță. Prin introducerea diodei *D203* și a rezistorului *R217* se asigură un regim aperiodic pentru acest circuit oscilant. Cu alte cuvinte, dioda *D203* și grupul *C211*, *R217* au rolul de a limita vîrful de tensiune ce apare pe colectorul tranzistorului final pe timpul întoarcerii, fără a lungi prea mult durata întoarcerii.

Etajul realizat cu tranzistorul *T206*, care urmează etajului final de baleiaj pe verticală, are rolul de a forma impulsurile negative de stingere a cursei inverse pe verticală. Ele se aplică, împreună cu impul-

Scanned with OKEN Scanner

surile de stingere pe orizontală, pe electrodul de comandă al tubului cinescop, realizîndu-se astfel stingerea fasciculului de electroni pe durata cursei inverse, linii și cadre.

Elementele *R221*, *C213*, *R222* și joncțiunea bază-emitor a tranzistorului *T206* formează un circuit de fixare necomandată a nivelului, care face posibilă funcționarea în regim de comutație a tranzistorului indiferent de valoarea tensiunii de la bornele condensatorului *C214*. În acest fel se extrage doar partea de sus a impulsurilor de întoarcere, obținîndu-se în colectorul tranzistorului impulsuri negative limitate superior de intrarea în conducție a diodei *D109* și inferior de prezența diodei Zener *D205*.

Blocul de baleiaj pe verticală a fost perfecționat continuu în ultimii ani cu scopul de a se mări fiabilitatea și a se reduce puterea consumată pentru o anumită putere utilă, adică de a se mări randamentul baleiajului. Astfel, baleiajul vertical tranzistorizat cu etajul final în clasa A, caracterizat printr-un randament de 13%, a fost înlocuit cu o schemă tranzistorizată cu etajul final în clasa *B*, care prezintă un randament de 27%. Prin folosirea în baleiajul vertical a unui circuit integrat liniar s-a ajuns la un randament de 35%.

Blocul de baleiaj pe verticală din televizorul cu circuite integrate „Electronica", a cărui schemă electronică este dată în figura 5.36 [54], este complet integrat. Circuitul integrat *TDA1170* încorporează toate funcțiile necesare pentru un baleiaj vertical de înaltă calitate, caracterizat printr-o stabilitate ridicată a frecvenței oscilatorului față de variația tensiunii de alimentare și a temperaturii ambiante, o liniaritate bună a imaginii, o independență a reglajelor de frecvență, dimensiune și liniaritate între ele și un curent de ieșire maxim de circa 1,6 A_{vv}.

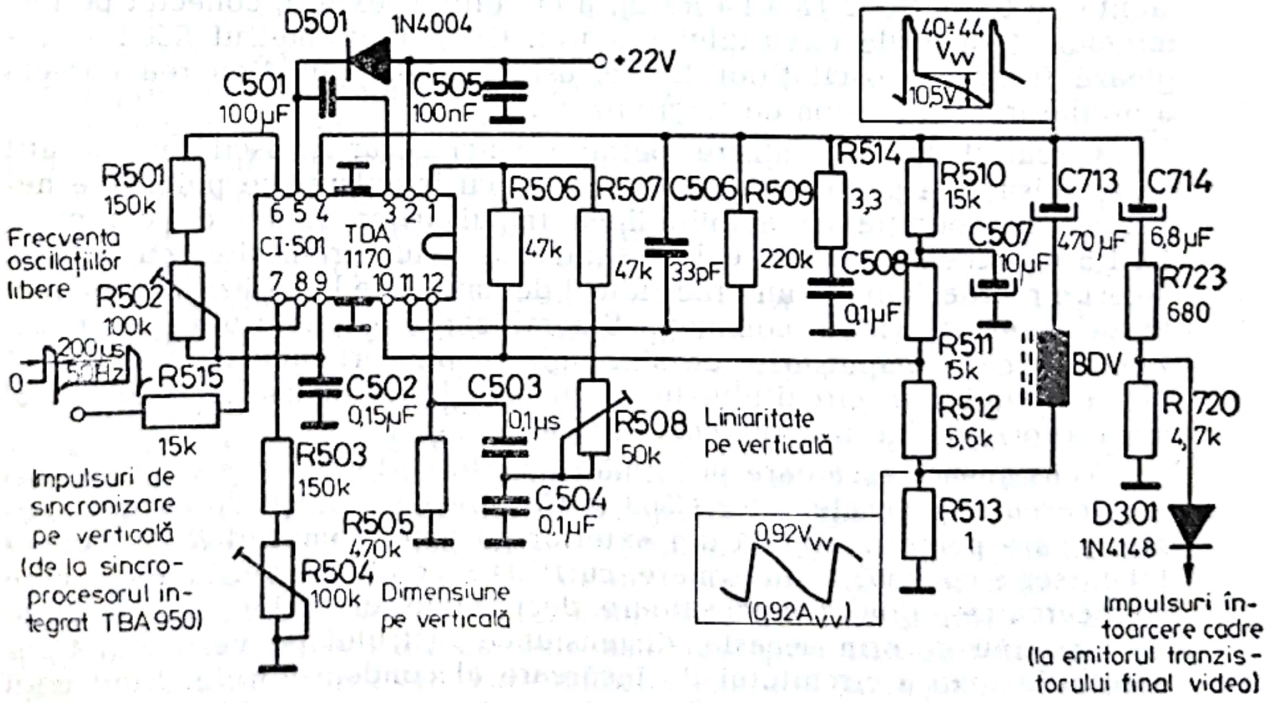


Fig. 5.36. Blocul de baleiaj pe verticală din televizorul cu circuite integrate „Electronica".

Scanned with OKEN Scanner

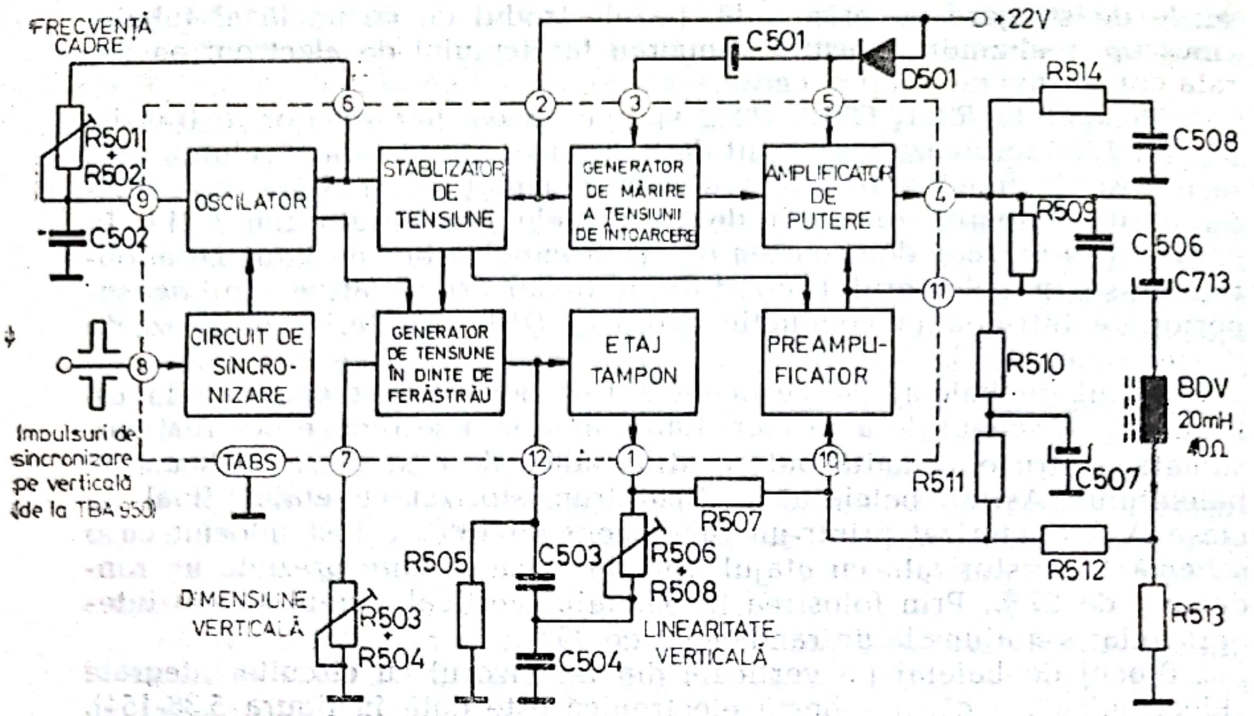


Fig. 5.37. Schema-bloc a circuitului integrat TDA1170.

În figura 5.37 se prezintă schema bloc a circuitului integrat *TDA1170* împreună cu componentele externe necesare fiecărui etaj.

Oscilatorul baleiajului pe verticală generează impulsuri dreptunghiulare de scurtă durată (circa 250 µs pentru o perioadă de 20 ms). Frecvența oscilațiilor libere ale oscilatorului este determinată de constanta de timp, $C502 \cdot (R501 + R502)$, a circuitului extern, conectat pe terminalele *6* și *9* ale circuitului integrat. Cu potențiometrul *R502* se reglează frecvența oscilațiilor libere, asigurîndu-se funcționarea corectă a oscilatorului în regim de sincronizare.

Circuitul de sincronizare permite sincronizarea oscilatorului atît cu impulsuri de polaritate pozitivă cît și cu impulsuri de polaritate negativă, cu condiția ca amplitudinea impulsurilor să fie de cel puțin 1÷1,5 V pentru a putea realiza saturarea unui tranzistor cu siliciu. Acest circuit asigură și un grad ridicat de imunitate la paraziții care afectează semnalul video complex. Sincronizarea oscilatorului se realizează de către impulsurile de sincronizare pe verticală, care se aplică la terminalul *8* al circuitului integrat, prin *R515*, de la terminalul 7 al sincroprocesorului integrat *TBA* 950 [56].

Tensiunea crescătoare în formă de dinte de ferăstrău se obține prin încărcarea condensatoarelor *C503* și *C504* de la o sursă de curent constant, care poate fi reglată din exterior cu potențiometrul *R504*, conectat în serie cu *R503*. Prin urmare, cu *R504* se reglează tensiunea la care se încarcă cele două condensatoare, deci amplitudinea tensiunii în dinte de ferăstrău și, prin aceasta, dimensiunea rastrului pe verticală. Constanta de timp a circuitului de încărcare al condensatorului fiind mult mai mare decît perioada de 20 ms, tensiunea care s-ar obține pe terminalul *12* ar fi liniară dacă nu s-ar conecta *R505* în paralel cu conden-

Scanned with OKEN Scanner

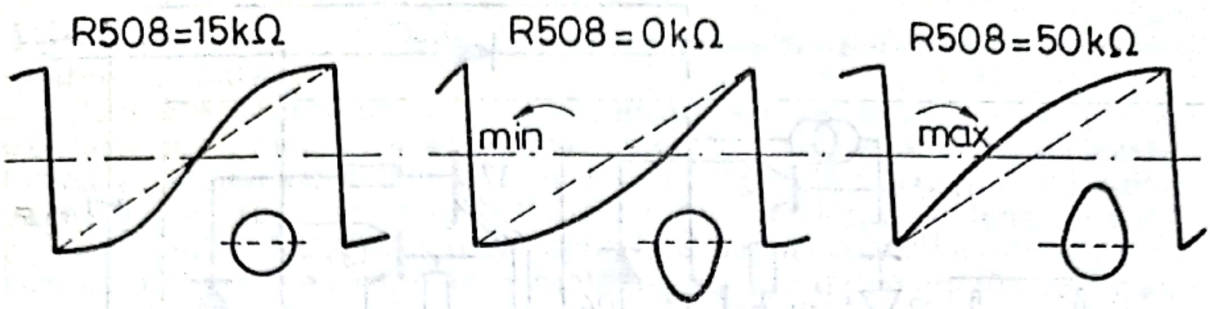


Fig. 5.38. Influența rezistenței reglabile R508 (v. fig. 5.36) asupra liniarității pe verticală.

satoarele și nu s-ar aplica o reacție pozitivă, de tensiune, de la ieșirea etajului tampon (terminalul *1*) prin grupul *R506*, *R508* la punctul median *C503—C504*. Prezența unei tensiuni liniare pe terminalul *12* ar produce însă o deflexie verticală neliniară, imaginea fiind comprimată la mijloc și extinsă sus și jos. De aceea, cu ajutorul lui *R505* se asigură o corecție în *S* a tensiunii în dinte de ferăstrău la sfîrșitul cursei directe, iar cu *R508* se reglează gradul de reacție, deci liniaritatea pe verticală, după cum se vede în figura 5.38. Impulsurile pozitive date de oscilator comandă descărcarea periodică a condensatoarelor *C503*, *C504* prin intermediul unui tranzistor adus la saturație.

Etajul tampon este în esență un repetor pe emitor, care păstrează practic amplitudinea dintelui de ferăstrău, dar îl redă pe terminalul *1* la o impedanță mult mai joasă decît pe terminalul *12*.

Prin rezistorul *R507* tensiunea în dinte de ferăstrău se aplică la terminalul *10*, fiind amplificată de către un etaj preamplificator, urmat de un etaj de comandă și etajul final. Panta *S* a acestui amplificator integrat este de circa 1 A/mV, ceea ce înseamnă că o tensiune de 1 mA aplicată la intrare produce prin bobina de deflexie pe verticală *(BDV)*, care reprezintă sarcina amplificatorului, un curent de 1 A.

În figura 5.39 se prezintă schema electrică a amplificatorului final și a generatorului de mărire a tensiunii de întoarcere.

Etajul de comandă realizat cu tranzistorul *T1* inversează sensul de variație al tensiunii în dinte de ferăstrău, asigurînd pe colector o tensiune în dinte de ferăstrău, descrescătoare și axată pe tensiunea de +11 V. La bornele celor trei diode înseriate *D1*, *D2* și *D3* se obține o tensiune de circa 2,1 V, care asigură funcționarea în clasă *AB* a tranzistoarelor finale. Aceste tranzistoare lucrează ca amplificatoare de curent, sarcina fiind conectată în emitor. Partea pozitivă a tensiunii de comandă, în dinte de ferăstrău, aduce în stare de conducție grupul Darlington (*T2*, *T3*), care formează tranzistorul final *npn*, iar partea negativă aduce în stare de conducție grupul compus *pnp* — *npn* (*T4*, *T5*), care formează tranzistorul final *pnp*. În acest fel curentul de deflexie este pozitiv în prima jumătate a cursei directe, curgînd de la terminalul 5 (+22 V) prin *T3*, *C713*, bobina de deflexie și *R513* la masă. A doua parte a cursei directe este asigurată prin curentul negativ de deflexie ce curge din *C713*, care datorită energiei înmagazinate devine sursă de tensiune. Acest curent se închide prin *T5*, *R513* și bobina de deflexie.

Scanned with OKEN Scanner

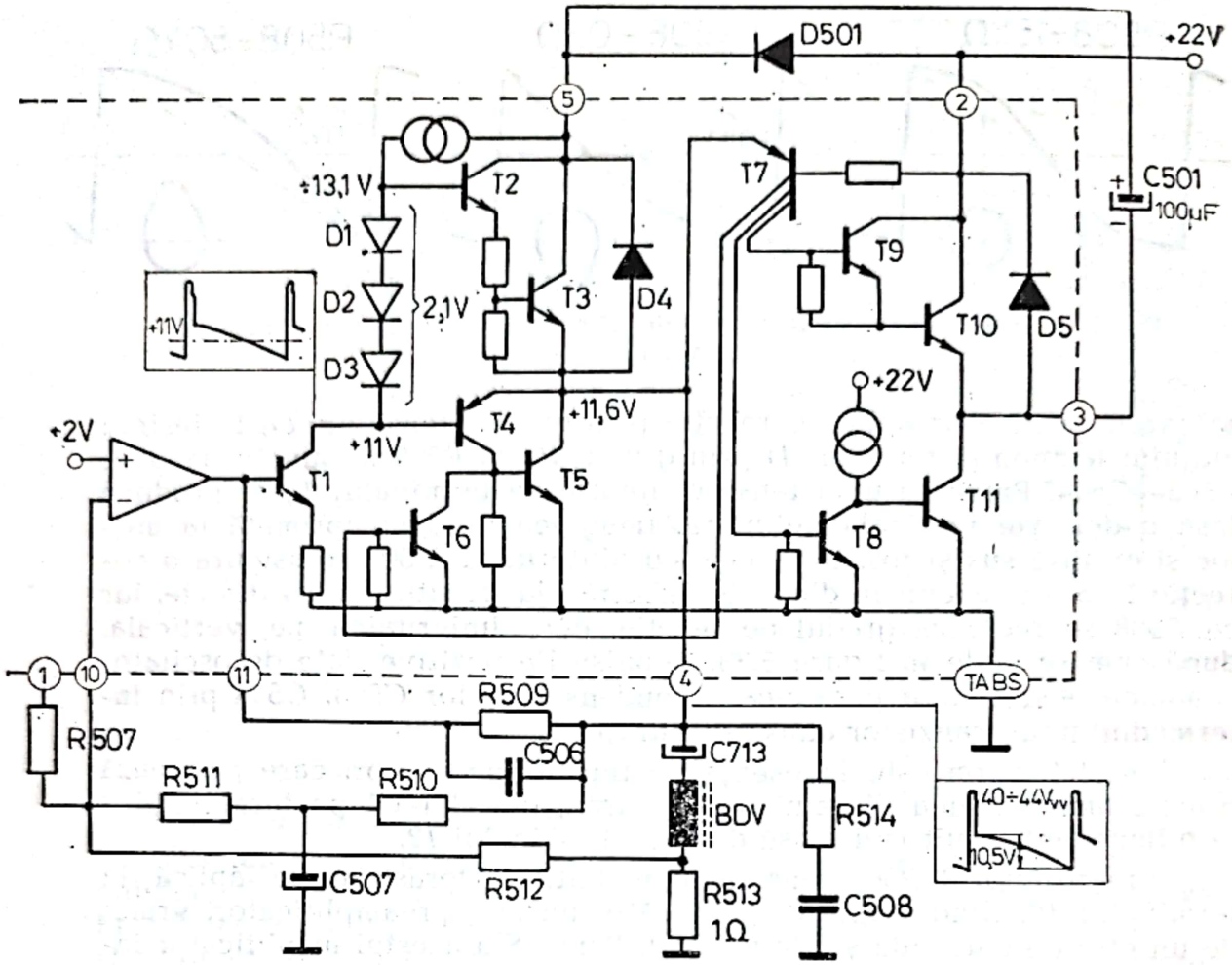


Fig. 5.39. Amplificatorul final şi generatorul de mărire a tensiunii de întoarcere din circuitul integrat TDA1170.

Forma tensiunii în dinte de ferăstrău care comandă pe terminalul *10* întregul amplificator de putere, asigurînd şi corectarea automată a liniarităţii şi dimensiunii pe verticală, se obţine prin însumarea a trei tensiuni. Peste tensiunea în dinte de ferăstrău ce se aduce prin *R507* de la terminalul *1* se suprapun tensiunile furnizate de două circuite de reacţie negativă. Astfel, prin *R512* se aplică la terminalul *10*, de pe rezistorul *R513*, o tensiune proporţională cu curentul de deflexie, a cărui valoare este de circa $1A_{vv}$ (pentru $L_V \cong 20$ mH şi $R_V = 10\ \Omega$), iar prin *R511* o tensiune, care rezultă prin integrarea cu grupul *R510*, *C507* a tensiunii de la ieşirea amplificatorului de putere (de la terminalul *4*).

În timpul cursei inverse pot apare oscilaţii parazite cu caracter armonic, care nu pun în pericol circuitul integrat, dar produc perturbaţii ale imaginii. Aceste oscilaţii sînt înlăturate prin introducerea reacţiei negative la intrarea etajului de comandă (pe terminalul *11*) prin grupul *R509*, *C506*.

Grupul *R514*, *C508* are rolul de a amortiza supratensiunile ce pot apare în timpul cursei inverse pe bobina de deflexie, datorită proceselor rapide şi care ar putea pune în pericol circuitul integrat. Acest grup

Scanned with OKEN Scanner

asigură și o atenuare a tensiunii cu frecvența liniilor, indusă de baleiajul pe orizontală.

Pentru a se obține un timp de întoarcere suficient de mic (circa 0,65 ms), cu scopul de a se reduce puterea disipată pe tranzistoarele finale, se generează o tensiune aproximativ egală cu dublul tensiunii de alimentare (prin însumarea tensiunii de alimentare cu tensiunea de pe condensatorul C501), care se aplică pe timpul cursei inverse la terminalul *4*. Tensiunea mare la bornele bobinei de deflexie (40÷45 V) va accelera inversarea sensului curentului prin bobina de deflexie și atingerea valorii de +0,5 A, corespunzătoare începutului cursei inverse.

Tensiunea de întoarcere, ce se aplică pe bobina de deflexie în timpul cursei inverse, se regăsește și între colectorul și emitorul tranzistorului *T5*, care se află în stare blocată. Pentru ca tranzistorul să reziste la această tensiune este necesar ca joncțiunea sa bază—emitor să fie scurtcircuitată cu o rezistență de valoare cît mai mică. În acest scop se folosește tranzistorul *T6*, care îndeplinește rolul unei rezistențe de 3÷5 ohmi pe durata cursei inverse, cînd este adus în stare de conducție la saturație de către impulsul pozitiv generat de generatorul de mărire a tensiunii de întoarcere.

În cele ce urmează se prezintă funcționarea generatorului de mărire a tensiunii la bornele bobinei de deflexie pe durata cursei inverse.

În timpul cursei directe, tranzistorul multicolector de tip *pnp*, *T7*, este blocat deoarece baza lui se găsește la un potențial mai ridicat decît emitorul. În aceste condiții, tranzistorul *T11* conduce, asigurînd încărcarea condensatorului *C501* la aproape 22 V, iar tranzistorul *T6* este blocat, neinfluențînd funcționarea lui *T5*.

La începutul cursei inverse tranzistorul *T5* din etajul final este blocat, astfel că pe seama energiei înmagazinate în bobina de deflexie curge un curent de deflexie spre sursa de alimentare pe traseul *C713*, dioda *D4*, *C501*, dioda *D5*. Dioda *D4* are rolul de a conduce curentul negativ de deflexie din prima jumătate a cursei inverse, evitînd parcurgerea în sens invers a tranzistorului *T3*, fapt ce ar mări și mai mult puterea disipată de acesta.

În momentul în care curentul negativ de deflexie își schimbă brusc panta, tensiunea la bornele bobinei de deflexie crește brusc la circa 22 V, aducînd în conducție tranzistorul *T7*. Intrarea în conducție a lui *T7* determină intrarea în conducție la saturație a tranzistorului *T6*, care șuntează practic joncțiunea bază—emitor a lui *T5*, făcîndu-l să reziste la o tensiune colector-emitor mai mare. De asemenea, este adus în conducție la saturație grupul Darlington *T9*, *T10* și tranzistorul *T8* și, ca urmare, are loc blocarea lui *T11*. În aceste condiții, la începutul cursei inverse are loc însumarea tensiunii sursei de alimentare cu tensiunea de aproape 22 V de pe *C501*, asigurînd pe terminalul 5 o tensiune de aproximativ 44 V. Această tensiune este aplicată la bobina de deflexie prin tranzistorul *T3*, care datorită conducției diodei *D4* este adus la saturație ($U_{CEsat} \cong 0{,}7$ V).

Din momentul aplicării tensiunii de întoarcere de 44 V pe bobina de deflexie, curentul de deflexie variază rapid de la —0,5 A la +0,5 A, realizîndu-se o reducere a duratei cursei inverse la circa 0,65÷0,7 ms. Curentul de deflexie pozitiv, din partea a doua a cursei inverse, se în-

Scanned with OKEN Scanner

chide de la sursa de alimentare (terminalul 2) prin *T10*, *C501*, *T3*, *C713*, *BDV*, *R513* la masă.

La începutul cursei directe, schimbarea bruscă a pantei curentului este însoțită de o cădere instantanee a tensiunii la bornele bobinei de deflexie de la 44 V la circa 10,5 V, cît este tensiunea necesară pentru devierea fasciculului pînă la începutul rastrului (marginea de sus a ecranului). Are loc blocarea lui *T7* și, ca urmare, blocarea grupului Darlington *T9*, *T10* și deschiderea lui *T11*, asigurîndu-se încărcarea lui *C501* la +22 V.

Impulsul de întoarcere cadre este preluat prin *C714*, atenuat de divizorul *R723*, *R720* la o amplitudine nepericuloasă pentru tranzistorul final video, *T301*, și aplicat prin *D301* la emitorul acestuia. În acest fel pe timpul cursei inverse pe verticală se asigură blocarea tubului cinescop.

Performanțele unor circuite integrate, destinate inițial amplificării frecvențelor audio, permit comanda directă a bobinelor de deflexie pe verticală. Este cazul circuitelor integrate *TDA1044* (baleiaj pe verticală complet integrat), *SN76560*, *SN76023N*, *TBA800* (necesită oscilator separat), care se pretează foarte bine la realizarea baleiajelor pe verticală pentru televizoarele alb-negru și color.

În figura 5.40, se prezintă schema electrică a baleiajului pe verticală destinat unui tub cinescop monocrom 110°—51 cm, care utilizează amplificatorul integrat *SN76560* [59]. Ca și în cazul circuitului integrat *TDA1170*, cîștigul ridicat al amplificatorului și valoarea ridicată a factorului de reacție conferă baleiajului vertical o stabilitate mare în timp față de variațiile parametrilor circuitului.

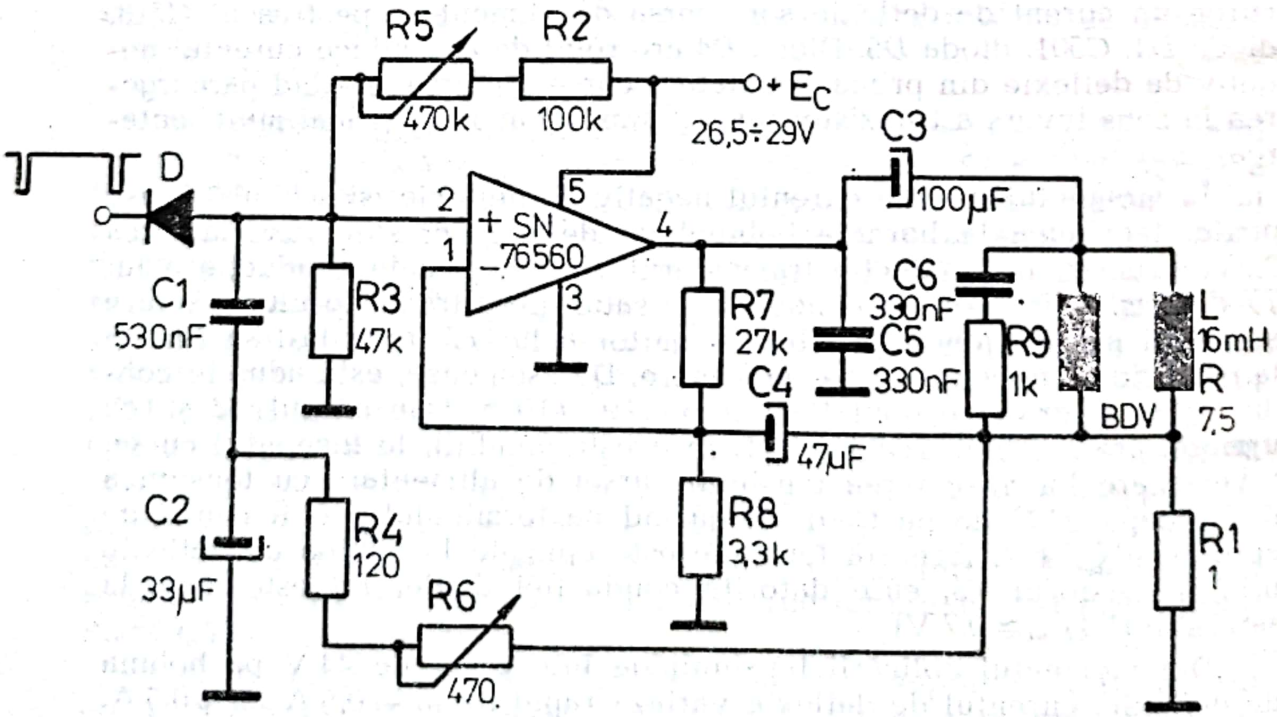


Fig. 5.04. Schema electrică a baleiajului pe verticală folosind amplificatorul integrat SN76560.

Scanned with OKEN Scanner

Semnalul de comandă în formă de dinte de ferăstrău este generat de circuitul *E* , *R*2, *R*5, *C*1, *C*2 și *D*, care este comandat de impulsurile de declanșare furnizate de oscilatorul baleiajului pe verticală. Amplificatorul integrat îndeplinește funcția de convertor tensiune/curent. Conectarea bobinelor de deflexie prin condensatoarele *C*3 și *C*4 și nu direct permite alimentarea amplificatorului de la o singură sursă de tensiune. Îmbunătățirea liniarității pe verticală a imaginii se realizează prin corecția formei curentului de deflexie, a cărui amplitudine este de 1,1 A_{vv}. În acest scop amplificatorul este prevăzut cu două circuite de reacție. Tensiunea de la bornele rezistorului *R*1, proporțională cu curentul de deflexie, se aplică, pe de o parte, ca semnal de reacție la intrarea inversoare a amplificatorului și, pe de altă parte, prin *R*6, *R*4, *C*2 la intrarea neinversoare. Grupul *R*9, *C*6 este destinat atenuării tensiunii induse de circuitul de deflexie pe orizontală.

Scanned with OKEN Scanner

Capitolul 6

CIRCUITE DE AMPLIFICARE ŞI PRELUCRARE A SEMNALULUI VIDEO

Semnalul video, care se obţine de la tubul analizor de imagine al unei camere de televiziune, trebuie să fie amplificat şi prelucrat, pentru a putea fi folosit într-un receptor de televiziune.

La un tub vidicon, de exemplu, nivelul semnalului de ieşire este de ordinul a $10 \div 20$ mV, în timp ce amplitudinea semnalului video standard (semnalului video complex) în televiziunea în circuit închis este de 1 V_{vv}. Pentru a se realiza creşterea necesară a semnalului electric furnizat de tubul analizor de imagine, al cărui spectru de frecvenţe se întinde de la frecvenţe foarte joase, de ordinul Hz-lor, pînă la frecvenţe de zeci de MHz, se folosesc amplificatoare de videofrecvenţă, caracterizate printr-un cîştig constant într-un domeniu larg de frecvenţe video.

În general, în amplificatoarele de bandă largă se utilizează cuplajul prin condensator între etaje, care nu permite transmiterea variaţiilor de frecvenţe foarte joase ale componentei medii din semnalul video complex. Pierderea componentei medii (continue) are ca efect o modificare a nivelului de negru, funcţie de conţinutul imaginii. Cu alte cuvinte, în lipsa componentei medii din semnalul video complex, care poartă informaţia referitoare la luminanţa medie a imaginii captate, rezultă o redare incorectă a imaginii pe ecranul tubului cinescop. Prin fixarea nivelului de stingere din semnalul video complex la o tensiune continuă de referinţă, ceea ce este practic echivalent cu fixarea nivelului de negru, i se poate reda semnalului video complex componenta medie în orice punct al canalului video, unde ea este necesară.

Pentru a se corecta unele imperfecţiuni ale tehnicii videocaptării, semnalul video, reprezentînd echivalentul electric al imaginilor captate, este supus unor prelucrări speciale: corecţia de zgomot, corecţia de dîră, corecţia distorsiunilor de apertură, corecţia distorsiunilor de gradaţie (corecţia de gamma) etc.

Scanned with OKEN Scanner

În canalul video al unei camere de televiziune pot fi realizate și alte prelucrări ale semnalului video, ca de exemplu : schimbarea polarității semnalului video (cu negru pozitiv), limitarea nivelului de alb al semnalului video, formarea semnalului video complex, modularea unei purtătoare de foarte înaltă frecvență cu semnalul video complex.

În general, primele etaje de amplificare dintr-o cameră de televiziune realizează aproape toată amplificarea ce trebuie să fie asigurată de către canalul video al camerei. În acest fel se asigură ca semnalul video să prezinte un nivel de ordinul sutelor de milivolți, înainte de a fi aplicat la intrarea etajelor de prelucrare. Aceasta este necesar pentru a se prevedea un raport semnal/zgomot bun. Dacă operațiile de prelucrare s-ar efectua asupra semnalelor video de nivel scăzut, zgomotul generat în aceste etaje ar fi comparabil cu nivelul semnalului video. Mai mult, amplificînd semnalul în ultimele etaje crește amplitudinea atît a semnalului util cît și a zgomotului generat anterior.

Canalul video al camerelor de televiziune, formate din două unități separate, este constituit din preamplificatorul video, plasat în camera de televiziune simplificată, și amplificatorul de prelucrare a semnalului video, plasat în unitatea de deservire asociată camerei. Legătura între cele două blocuri de amplificare ale canalului video se realizează prin cablu coaxial, în general, de lungime mare. Pentru ca efectul perturbațiilor și semnalelor parazite induse în cablu coaxial să fie neglijabil, este necesar ca la ieșirea unei camere simplificate să se asigure o amplitudine suficient de mare a semnalului video, rezultînd, și mai evident, necesitatea realizării unei amplificări cît mai mari în primele etaje ale canalului video. Dacă amplitudinea semnalului video este suficient de mare față de nivelul posibil al semnalului parazit indus în cablu coaxial, aceste perturbații nu înrăutățesc în mod vizibil calitatea imaginii redate.

În cazul receptoarelor de televiziune, amplificatorul de video-frecvență are rolul de a mări amplitudinea semnalului video pînă la nivelul necesar pentru modulația corespunzătoare a fasciculului electronic al tubului cinescop ($60 \div 120\ V_{vv}$ funcție de tipul tubului cinescop).

6.1. CONSIDERAȚII PRIVIND REALIZAREA CANALULUI VIDEO

Tuburile analizoare de imagini utilizate în camerele de televiziune se deosebesc între ele și prin mărimea curentului de semnal, pe care-l generează în condiții egale de captare, ceea ce influențează parametrii canalului video. În cazul tubului vidicon, de exemplu, curentul de semnal furnizat de tub fiind relativ mic ($0{,}1 \div 0{,}4\ \mu A$), se impune folosirea unui amplificator video cu performanțe ridicate.

Pentru a se obține o imagine de televiziune cu claritate bună, este necesar să se reproducă în condiții bune contururile dintre porțiunile luminoase și întunecoase ale imaginii. În acest scop se impune, pe de o parte, ca tubul analizor de imagine să poată genera un semnal video

Scanned with OKEN Scanner

sub formă de impulsuri dreptunghiulare, cu fronturi abrupte și amplitudine corespunzătoare între nivelele de alb și negru, iar, pe de altă parte, canalul de amplificare video să nu distorsioneze forma semnalului video. Cu alte cuvinte, amplificatorul video trebuie să introducă distorsiuni liniare și neliniare cît mai reduse.

Distorsiunile liniare sînt determinate de elementele reactive din amplificator și se pot aprecia cu ajutorul caracteristicilor de frecvență (caracteristica amplitudine-frecvență și caracteristica fază-frecvență) sau cu ajutorul caracteristicii de răspuns tranzitoriu. Cerințele care se pun amplificatoarelor video în privința distorsiunilor liniare sînt mult mai rigide decît cele care se pun amplificatoarelor audio. Aceasta se explică prin faptul că, pentru redarea corectă a informației sonore este suficientă doar redarea exactă a amplitudinii fiecărei componente Fourier a semnalului, în timp ce pentru redarea corectă a informației vizuale trebuie reconstituită exact forma semnalului, fiind necesară redarea corectă atît a amplitudinii cît și a fazei pentru fiecare componentă din spectrul de frecvențe al semnalului transmis.

Ca un exemplu, în figura 6.1 se arată influența caracteristicii fază-frecvență asupra formei semnalului transmis pe un canal video. Cu toate că amplitudinile celor două componente sinusoidale, din care este format semnalul video aplicat la intrare (v. fig. 6.1 a) nu se modifică, forma semnalului de la ieșire se deosebește mult de forma semnalului de la intrare. Această distorsionare a formei semnalului se datorește defazajului diferit introdus de canalul video pentru cele două componente. În exemplu s-a considerat diferența de defazaj de 180° (v. fig. 6.2 b).

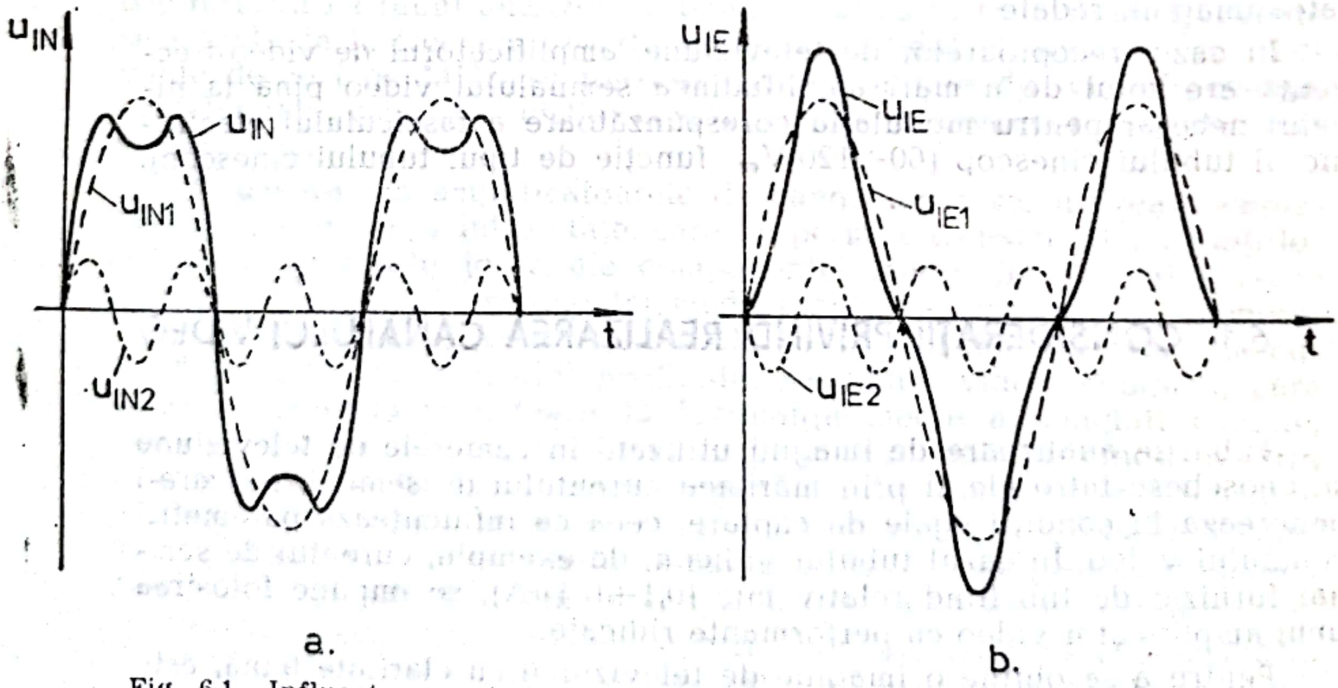


Fig. 6.1. Influența caracteristicii fază-frecvență asupra formei semnalului video: a — semnalul video de la intrare și componentele sale spectrale; b — modificarea formei semnalului video datorită distorsiunilor de fază-frecvență introduse de canalul video.

Scanned with OKEN Scanner

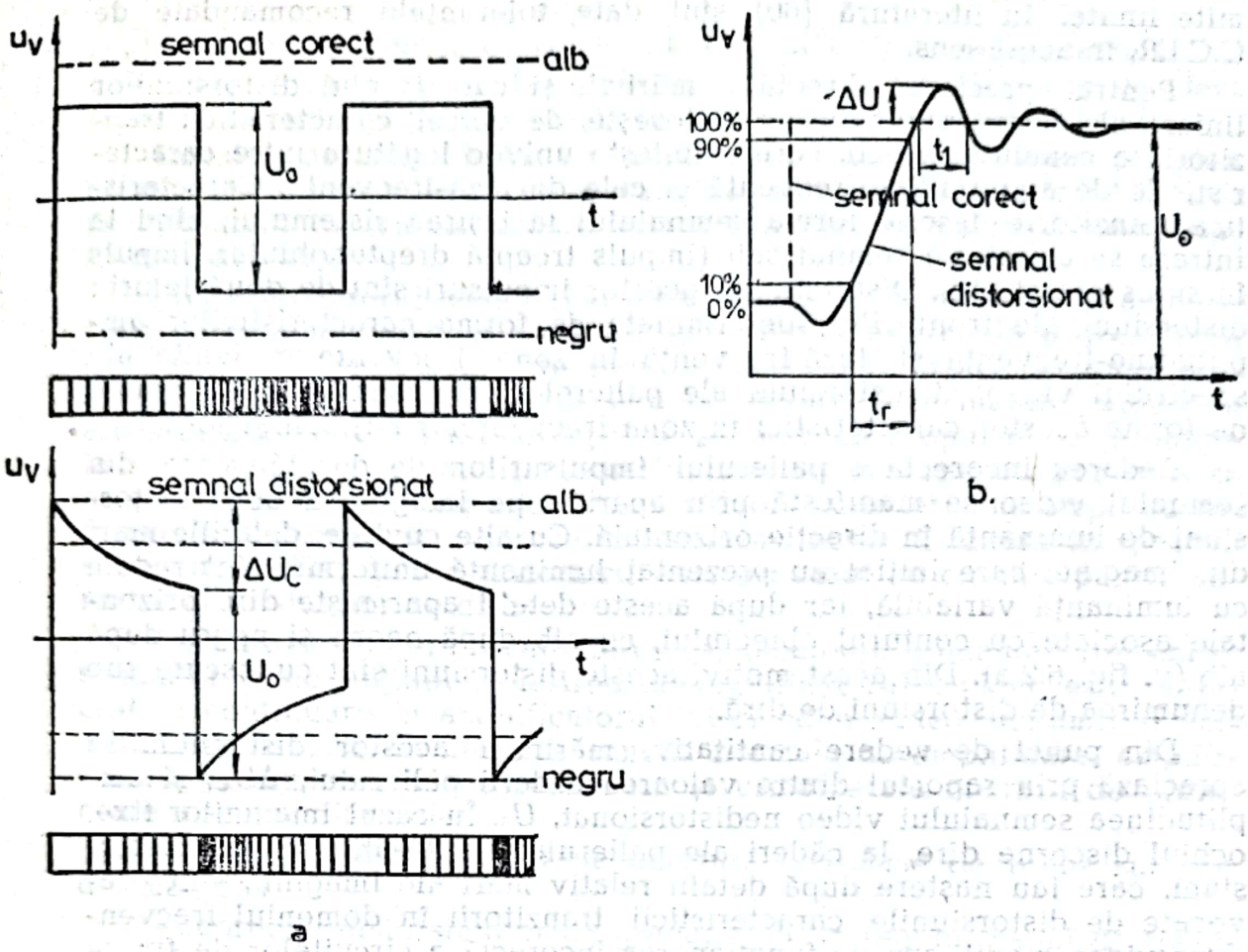


Fig. 6.2. Efecte ale distorsionării formei semnalului video la trecerea printr-un sistem de transmisie liniar: *a* — redarea incorectă a palierului impulsurilor de durată mare duce la apariția de dîre; *b* — redarea incorectă a fronturilor impulsurilor determină micșorarea definiției imaginii și apariția efectului de plastic.

Pentru a evita distorsionarea unui semnal la trecerea printr-un sistem de transmisie liniar, este necesar ca, în întreg spectrul de frecvențe al semnalului video, modulul funcției de transfer să fie constant, adică $|K(\omega)|=K$, iar argumentul acestuia să crească liniar cu frecvența, adică $\varphi(\omega)=\tau_g \cdot \omega$. Constanta de proporționalitate, τ_g, reprezintă panta caracteristicii fază-frecvență și poartă numele de timp de întîrziere (de propagare) de grup. Denumirea reflectă faptul că toate componentele semnalului video vor fi întîrziate la trecerea prin sistem cu acest timp. În aceste condiții, întregul semnal este amplificat și întîrziat, însă forma lui nu este distorsionată.

Întrucît aceste condiții nu pot fi îndeplinite în întregul spectru de frecvențe al semnalului video, la trecerea printr-un sistem de transmisie liniar semnalul se distorsionează. Pentru ca deformațiile imaginii, datorită distorsionării semnalului, să fie practic neperceptibile, este necesar ca distorsiunile caracteristicii amplitudine-frecvență și ale caracteristicii de frecvență a timpului de întîrziere de grup (caracteristicii fază-frecvență), introduse de canalul video să se mențină în anu-

Scanned with OKEN Scanner

mite limite. În literatură [60] sînt date toleranţele recomandate de C.C.I.R. în acest sens.

Pentru aprecierea directă a mărimii şi caracterului distorsiunilor liniare ale semnalului video se foloseşte, de obicei, caracteristica tranzitorie a canalului video, care stabileşte univoc legătura între caracteristicile de amplitudine-frecvenţă şi cele de fază-frecvenţă. Caracteristica tranzitorie descrie forma semnalului la ieşirea sistemului, cînd la intrare se aplică un semnal salt (impuls treaptă dreptunghiular, impuls în sinus pătrat etc). Distorsiunile acestor impulsuri sînt de două feluri : distorsiuni ale fronturilor, determinate de forma caracteristicilor amplitudine-frecvenţă şi fază-frecvenţă în zona frecvenţelor înalte ale spectrului video, şi distorsiuni ale palierelor impulsurilor, determinate de forma acestor caracteristici în zona frecvenţelor mijlocii şi joase.

Redarea incorectă a palierului impulsurilor de durată mare din semnalul video se manifestă prin apariţia pe imagine a unor distorsiuni de luminanţă în direcţie orizontală. Cu alte cuvinte, detaliile mari din imagine, care iniţial au prezentat luminanţă uniformă, sînt redate cu luminanţă variabilă, iar după aceste detalii apar nişte dîre orizontale asociate cu conturul obiectului, cu alb după negru şi negru după alb (v. fig. 6.2 a). Din acest motiv, aceste distorsiuni sînt cunoscute sub denumirea de distorsiuni de dîră.

Din punct de vedere cantitativ, mărimea acestor distorsiuni se apreciază prin raportul dintre valoarea căderii palierului, ΔU_c, şi amplitudinea semnalului video nedistorsionat, U_0. În cazul imaginilor fixe, ochiul discerne dîre, la căderi ale palierului de 3—5%. Aceste distorsiuni, care iau naştere după detalii relativ mari ale imaginii, sînt provocate de distorsiunile caracteristicii tranzitorii în domeniul frecvenţelor video medii, sau de funcţionarea incorectă a circuitelor de fixare a nivelului. Distorsiunile caracteristicii tranzitorii în domeniul frecvenţelor video joase se reflectă şi printr-o variaţie a luminanţei imaginii pe verticală.

Un alt tip de distorsiune, ce poate să apară în cazul imaginilor care prezintă tranziţii bruşte ale luminanţei în direcţie orizontală, îl constituie deformarea fronturilor impulsurilor video (v. fig. 6.2 b). Mărirea duratei fronturilor impulsurilor duce la estomparea graniţelor dintre detaliile vecine cu luminanţe diferite în direcţia baleiajului pe orizontală şi la micşorarea definiţiei imaginii, în timp ce supracreşterile impulsului datorită procesului oscilatoriu de stabilire a palierului, crează pe imagine contururi suplimentare, în zona graniţelor de trecere de la întunecat la luminos şi invers, a căror luminanţă descreşte treptat. Acest ultim tip de distorsiune este cunoscut în literatura de specialitate sub denumirea de efect de plastic.

Dacă supracreşterea nu depăşeşte valoarea de 3—5% din mărimea staţionară, iar procesul oscilator se amortizează rapid, efectul de plastic nu este observat pe imagine. El determină totuşi o oarecare accentuare a contrastului saltului de luminanţă, ceea ce îmbunătăţeşte senzaţia vizuală de claritate.

Distorsiunile neliniare se manifestă prin modificarea formei semnalelor video transmise, în urma apariţiei unor noi componente armonice. Aceste distorsiuni sînt determinate de comportarea neliniară

Scanned with OKEN Scanner

a elementului amplificator și se pot aprecia cu ajutorul caracteristicii amplitudine- amplitudine. Prezența distorsiunilor neliniare are ca efect redarea incorectă a gradațiilor de luminanță din imaginea transmisă.

Canalul de amplificare și formare a semnalului video complex dintr-o cameră de televiziune se compune din următoarele trei blocuri: preamplificatorul video, amplificatorul intermediar video și amplificatorul final video.

Preamplificatorul video realizează cea mai mare parte a amplificării pe canalul video al camerei, asigurînd obținerea la ieșirea lui a unui semnal video cu amplitudinea de 0,2÷0,3 V. În același timp, preamplificatorul video realizează și o prelucrare a semnalului video cu ajutorul unor circuite de corecție de zgomot, cu scopul de a se obține la ieșirea lui a unui raport semnal/zgomot cît mai ridicat. Pentru a se asigura la ieșirea preamplificatorului video o caracteristică amplitudine-frecvență uniformă și o caracteristică fază-frecvență liniară în spectrul semnalului video, preamplificatorul este prevăzut cu circuite pentru corecția distorsiunilor de dîră.

Pentru a se asigura o calitate corespunzătoare a imaginii transmise, semnalul video obținut la ieșirea preamplificatorului video este prelucrat în continuare în amplificatorul intermediar video, denumit și amplificator corector. În afară de funcția normală de amplificare, amplificatorul intermediar video realizează și următoarele operații de prelucrare a semnalului video:

— corecția distorsiunilor de apertură introduse de tubul analizor de imagine;

— corecția distorsiunilor de gradație ale întregului canal de transmisie (corecția de gamma);

— corecția distorsiunilor de frecvență și fază introduse de etajele amplificatorului intermediar video;

— limitarea nivelului de alb din semnalul video;

— reglarea manuală și automată a amplificării întregului canal de amplificare.

În amplificatorul final video se formează semnalul video complex. În acest scop se adaugă la semnalul video semnalul de stingere complet și semnalul complex de sincronizare. Pentru adaptarea ieșirii amplificatorului final video la impedanța caracteristică de 75 ohmi a cablurilor coaxiale, amplificatorul este prevăzut cu un etaj special de ieșire, de obicei, un etaj repetor pe emitor.

Semnalul video complex la ieșirea amplificatorului final video trebuie să se încadreze în normele de televiziune, adică să prezinte o amplitudine de 1 V_{vv} /75 Ω. În acest scop s-a introdus reglarea manuală a nivelului semnalului video și a amplitudinii impulsurilor de sincronizare.

Reglarea automată a amplificării este prevăzută cu scopul de a menține în mod automat un nivel constant al semnalului la ieșirea canalului de amplificare, la variația nivelului semnalului video aplicat la intrare.

Operațiile de corecție a distorsiunilor de gradație, de limitare a nivelului de alb și de amestec a impulsurilor de stingere și de sincronizare, cer ca semnalul video aplicat la intrarea etajului în care se face prelu-

Scanned with OKEN Scanner

crarea respectivă să posede componenta medie, pierdută la trecerea prin etajele precedente. În acest scop, la intrarea acestor etaje, se prevede un circuit de restabilire a componentei medii, care reprezintă de fapt un circuit de fixare comandată a nivelului.

6.2. PREAMPLIFICATORUL VIDEO AL CAMEREI DE TELEVIZIUNE

După cum s-a arătat în capitolul 4, un tub analizor de imagine se comportă ca un generator de curent cu rezistență internă mare, de ordinul megaohmilor. Ca urmare, nivelul semnalului de intrare în preamplificator va fi determinat de rezistența de sarcină a tubului analizor de imagine, fiind cu atît mai mare cu cît valoarea acesteia este mai mare.

Avîndu-se în vedere valoarea mare a rezistenței de sarcină, legătura dintre placa de semnal a tubului analizor de imagine și intrarea în preamplificator trebuie să se realizeze printr-un fir de legătură ecranat. În caz contrar, acest fir de legătură, care are o lungime de cel puțin 10 cm, facilitează captarea unor semnale parazite provenite din exteriorul sau din interiorul camerei (în principal de la blocurile de baleiaj și de alimentare).

Prezența firului ecranat comportă o capacitate parazită, care împreună cu capacitățile inevitabile de la ieșirea tubului analizor de imagine, de la intrarea preamplificatorului și de la montaj constituie o capacitate parazită relativ mare, care șuntează rezistența de sarcină a tubului analizor de imagine. Cu alte cuvinte, impedanța de sarcină a tubului analizor de imagine se menține constantă în banda de lucru a canalului video. Micșorarea acestei impedanțe de sarcină cu creșterea frecvenței determină scăderea în aceeași măsură a semnalului util aplicat la intrarea preamplificatorului. Din acest punct de vedere ar trebui ca rezistența de sarcină a tubului analizor de imagine să prezinte o valoare cît mai mică.

Scăderea semnalului video la intrarea preamplificatorului în domeniul frecvențelor înalte se compensează în preamplificator cu ajutorul unor circuite de corecție, care au drept scop să favorizeze frecvențele înalte față de cele joase. Întrucît aceste circuite de corecție înlătură aspectul de dîră ce s-ar obține pe imaginea redată, ele sînt cunoscute sub denumirea de circuite de corecție de dîră.

Avîndu-se în vedere nivelul scăzut al semnalului video aplicat la intrarea preamplificatorului video, se impune o atenție deosebită referitor la obținerea unui raport semnal/zgomot cît mai bun la ieșirea preamplificatorului.

Sursele de zgomot, care afectează în principal raportul semnal/zgomot, sînt zgomotul provenit de la tubul analizor de imagine, zgomotul introdus de primul etaj al preamplificatorului video și zgomotul generat de componenta reală a impedanței de sarcină a tubului analizor de imagine. Dacă amplificarea primului etaj este suficient de mare, etajele

Scanned with OKEN Scanner

care urmează contribuie tot mai puțin la înrăutățirea raportului semnal/zgomot și, ca urmare, prezența lor poate fi neglijată din punct de vedere al zgomotului introdus.

Asupra zgomotului provenit de la tubul analizor de imagine nu se poate acționa decît prin alegerea corectă a regimului său de funcționare. În ceea ce privește zgomotul introdus de primul etaj al preamplificatorului video, acesta trebuie să fie cît mai mic. Prin alegerea corectă a punctului static de funcționare se poate asigura un zgomot minim pentru tranzistorul folosit.

Pentru îmbunătățirea raportului semnal/zgomot se recurge la o prelucrare a semnalului video cu ajutorul unui circuit de corecție, care este plasat la intrarea în preamplificator.

6.2.1. CORECȚIA DE ZGOMOT

În tehnica televiziunii, prin raport semnal/zgomot, ψ, se înțelege raportul dintre amplitudinea semnalului video, U_s, măsurată între nivelul de negru și nivelul de alb și valoarea efectivă a tensiunii de zgomot în banda de frecvențe a semnalului video, U_z.

Întrucît perturbațiile de înaltă frecvență, de brum și de microfonie pot fi practic înlăturate printr-o construcție îngrijită a camerei de televiziune, în cele ce urmează se vor analiza doar perturbațiile de tipul zgomotelor de fluctuații. Principalele zgomote de fluctuații, care intervin în calculul raportului semnal/zgomot, sînt zgomotul termic, determinat de schema circuitului de intrare în preamplificator și zgomotul introdus de dispozitivul electronic amplificator.

Valoarea medie pătratică a tensiunii de zgomot termic, ce apare în circuitul de intrare al preamplificatorului, este dată de relația:

$$\bar{U}_{zt}^2 = 4kT\mathrm{Re}\,[Z(f)]\Delta f, \qquad (6.1)$$

unde: k este constanta lui Bolzmann ($k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ J/°K) T — temperatura absolută ($T = 300$ °K), $\mathrm{Re}\,[Z(f)]$ — componenta reală a impedanței echivalente, Z, a circuitului de intrare, iar Δf — lățimea de bandă a canalului video, care se presupune egală cu frecvența video maximă $f_{v,max}$.

În tranzistoare există mai multe tipuri de surse fizice de zgomot: zgomotul termic, zgomotul de alice etc. [61]. Pentru caracterizarea performanțelor de zgomot ale dispozitivelor electronice amplificatoare se utilizează noțiunea de „factor de zgomot", definit ca raportul dintre puterea totală de zgomot la ieșire și puterea de zgomot la ieșire datorită zgomotului termic în rezistența R_g a generatorului de semnal aplicat la intrare. La o frecvență dată, factorul de zgomot al unui dispozitiv amplificator depinde de punctul static de funcționare, de rezistența R_g a generatorului de semnal și de circuitul de reacție negativă. Pentru o valoare a rezistenței interne a generatorului de semnal, denumită valoare optimă ($R_{g,opt}$), și în lipsa circuitului de reacție negativă se obține un factor de zgomot minim.

Se obișnuiește să se aprecieze zgomotul în tranzistoarele amplificatoare în funcție de rezistența echivalentă de zgomot, R_z, dată în ca-

talog de firma constructoare. În cazul unui tranzistor cu efect de cîmp, rezistența echivalentă de zgomot se poate calcula cu relația

$$R_z = 0{,}7/g_m, \tag{6.2}$$

unde g_m este conductanța mutuală.

În aceste condiții, valoarea medie pătratică a tensiunii de zgomot datorită primului etaj amplificator se poate calcula cu aceeași relație (6.1), adică :

$$\bar{U}^2_{Ztr} = 4kTR_z f_{v,\,max}. \tag{6.3}$$

6.2.1.1. CORECȚIA SIMPLĂ DE ZGOMOT

Schema echivalentă a circuitului de cuplaj între tubul analizor de imagine și preamplificatorul video este prezentată în figura 6.3, a. Tubul analizor de imagine, considerat ca un generator de curent constant, furnizează în circuitul de intrare al preamplificatorului curentul de semnal I_S. Această afirmație este adevărată, cu condiția ca rezistența de sarcină a tubului analizor de imagine, R_S, să fie mai mică (de cel puțin 10 ori) decît rezistența internă a tubului, R_t. În ceea ce privește rezistența de sarcină a tubului analizor de imagine, aceasta este formată din rezistența conectată în circuitul plăcii de semnal, în paralel cu rezistența de intrare a primului etaj preamplificator. La frecvențe înalte se manifestă efectul de șuntare a rezistenței de sarcină de către capacitatea parazită, C_p, din circuitul de intrare al preamplificatorului. Aceasta este formată din capacitatea de ieșire a tubului analizor de imagine, capacitatea de intrare a primului etaj preamplificator și capacitatea de montaj (de obicei $C_p = 35—50$ pF).

Ideea care stă la baza corecției simple de zgomot este de a reduce în amplificator efectul zgomotului intern prin creșterea amplitudinii semnalului util de la intrare. Această condiție se realizează prin alegerea unor valori mari pentru rezistența de sarcină a tubului analizor de imagine (de ordinul zecilor sau chiar sutelor de kiloohmi). Pentru ca rezistența de sarcină R_S să fie cît mai mare, iar capacitatea parazită C_p cît mai mică, se impune ca primul etaj al preamplificatorului să fie un mon-

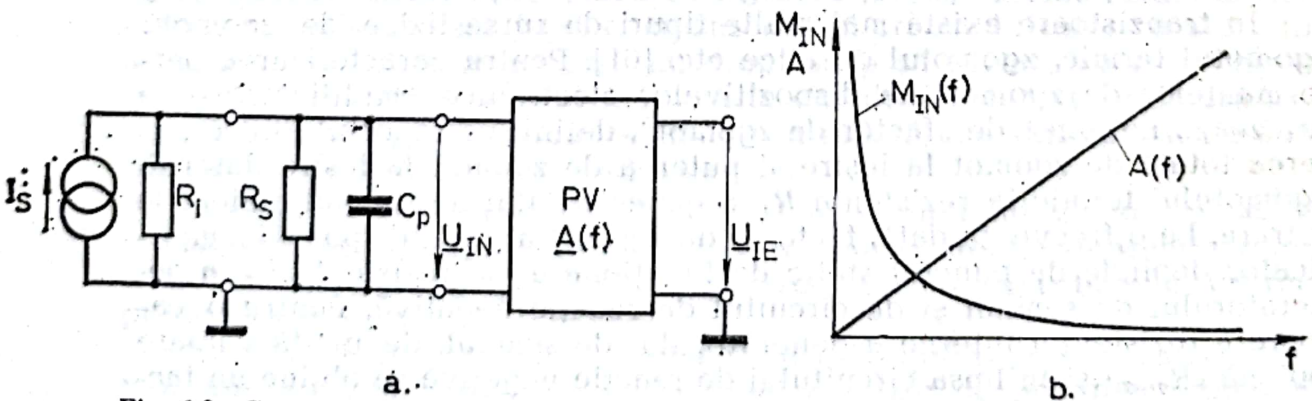


Fig. 6.3. Corecția simplă de zgomot : *a* — schema echivalentă a circuitului de cuplaj între tubul analizor de imagine și preamplificatorul video, PV ; *b* — caracteristicile amplitudine-frecvență ale circuitului de cuplaj și ale preamplificatorului.

Scanned with OKEN Scanner

taj cu impedanță mare de intrare (etaj repetor pe emitor sau etaj amplificator cu tranzistor cu efect de cîmp).

Circuitul de cuplaj între tubul analizor de imagine și preamplificator prezintă o caracteristică amplitudine-frecvență căzătoare cu creșterea frecvenței. Dependența dintre mărimea distorsiunii de frecvență, adică modulul factorului de transfer, și frecvența semnalului video dată de relația :

$$|\underline{M}_{IN}(f)| = 1/\sqrt{1+(2\pi f R_S C_p)^2} \cong 1/2\pi R_S C_p f, \tag{6.4}$$

care este reprezentată grafic în figura 6.3, b. Această distorsiune este echivalentă cu acțiunea pe care o produce asupra semnalului un circuit de integrare cu constanta de timp $R_S C_p$.

Pentru valori mari ale rezistenței R_S, mărimea distorsiunii de frecvență introdusă de circuitul de cuplaj fiind destul de mare, se pune problema compensării ei în etajele preamplificatorului. În acest scop preamplificatorul este prevăzut cu circuite de corecție, care trebuie să-i asigure o caracteristică amplitudine-frecvență de forma :

$$|\underline{A}(f)| = A_0\sqrt{1+(2\pi f R_S C_p)^2} \cong 2\pi R_S C_p A_0 f, \tag{6.5}$$

unde A_0 este amplificarea preamplificatorului la frecvențe joase. În figura 6.3, b este dată și reprezentarea grafică a relației (6.5).

În aceste condiții, semnalul util la ieșirea preamplificatorului,

$$U_{IE} = A_0 I_S R_S, \tag{6.6}$$

este independent de frecvență, fiind proporțional cu rezistența de sarcină. Cu alte cuvinte, printr-o alegere corespunzătoare a circuitelor de corecție se poate compensa neuniformitatea introdusă de circuitul de cuplaj în caracteristica amplitudine-frecvență și, bineînțeles, în caracteristica fază-frecvență.

Pentru determinarea raportului semnal/zgomot la ieșirea preamplificatorului se neglijează zgomotul de fluctuații datorită tubului analizor de imagine. Avîndu-se în vedere relațiile (6.1) și (6.3), pătratul valorii efective a tensiunii de zgomot la ieșirea preamplificatorului va fi :

$$\overline{U}_Z^2 = 4kT\int_0^f \{\mathrm{Re}[Z(f)]+R_Z\}A^2(f)\,df = 4kTA_0^2 f\left[R_S+R_Z\left(1+\frac{4\pi^2}{3}R_S^2C_p^2f^2\right)\right] \tag{6.7}$$

și, ca urmare, raportul semnal/zgomot la ieșirea preamplificatorului este dat de relația :

$$\psi = \frac{U_{IE}}{\sqrt{\overline{U}_Z^2}} = \frac{I_S R_S}{\sqrt{4kTf\left[R_S+R_Z\left(1+\frac{4\pi^2}{3}R_S^2C_p^2f^2\right)\right]}}. \tag{6.8}$$

Din relația (6.8) se constată că prin mărirea rezistenței de sarcină, combinată cu compensarea distorsiunilor liniare introduse de circuitul de cuplaj se îmbunătățește substanțial raportul semnal/zgomot la ieșirea preamplificatorului. Limita pînă la care se poate mări R_S este fixată, pe de o parte, de posibilitatea compensării distorsiunilor liniare în preamplificator și, pe de altă parte, de faptul că la valori mari ale lui R_S

Scanned with OKEN Scanner

apare o scădere a curentului de semnal, întrucît tubul analizor de imagine nu se mai comportă ca un generator de curent constant. Valorile optime ale rezistenței de sarcină pentru tuburile vidicon sînt cuprinse între limitele 75—150 kΩ.

Tensiunea de zgomot la ieșirea preamplificatorului nu prezintă o distribuție uniformă în spectrul de frecvențe al semnalului video. Din relația (6.7) se constată o creștere însemnată a tensiunii de zgomot spre frecvența maximă din banda video. Cu alte cuvinte, raportul semnal/zgomot la ieșirea preamplificatorului scade mult la frecvențele înalte din banda video. Acest lucru poate fi considerat tolerabil, întrucît o micșorare a raportului semnal/zgomot este mai puțin sesizată de ochi în domeniul frecvențelor înalte decît în domeniul frecvențelor joase din banda video, sau, altfel spus, la aceeași energie zgomotul de înaltă frecvență este mai puțin supărător pe imaginea de televiziune decît zgomotul de joasă frecvență. Această deosebire în perceperea vizuală a zgomotului se datorește puterii de rezoluție limitată a ochiului și căderii caracteristicii de apertură a sistemului de televiziune în domeniul frecvențelor înalte (v. § 6.3.3.1).

Perceperea subiectivă a zgomotului de către ochi poate fi luată în considerare la calculul raportului semnal/zgomot, prin introducerea funcției de pondere în raport cu frecvența :

$$a(f)=1/\sqrt{1+(2\pi f\tau)^2}, \qquad (6.9)$$

în care, pentru sistemul de televiziune cu 625 linii de exploatare, $\tau=33$ μs.

În aceste condiții valoarea ponderată a tensiunii de zgomot la ieșirea preamplificatorului se calculează cu relația :

$$\overline{U}^2_{Zp}=4kT\int_0^f \{\mathrm{Re}[Z(f)]+R_z\}A^2(f)a(f)\mathrm{d}f,$$

astfel încît valoarea ponderată a raportului semnal/zgomot la ieșirea preamplificatorului este :

$$\psi_p=I_\varepsilon R_S/\sqrt{4kT\left\{\frac{1}{2\pi\tau}\left[R_S+R_Z\left(1-\frac{R_S^2C_p^2}{\tau^2}\right)\right]\left|\operatorname{arc\,tg}\,2\pi f\tau+\frac{R_zR_S^2C_p^2}{\tau^2}f\right.\right\}}. \qquad (6.10)$$

Se constată că, prin considerarea efectului subiectiv al zgomotului asupra ochiului, raportul semnal/zgomot este mai mare decît cel care rezultă din relația (6.8), la aceeași valoare a rezistenței de sarcină (fig. 6.4). De asemenea, se observă o îmbunătățire a valorii ponderate a raportului semnal/zgomot la mărirea rezistenței R_S peste valoarea la care apare limitarea lui ψ, în cazul valorii neponderate a tensiunii de zgomot.

6.2.1.2. CORECȚIA COMPLEXĂ DE ZGOMOT

Ideea care stă la baza corecției complexe de zgomot este de a modifica distribuția spectrală a tensiunii de zgomot la ieșirea preamplificatorului, în sensul uniformizării ei în banda de frecvențe video.

Scanned with OKEN Scanner

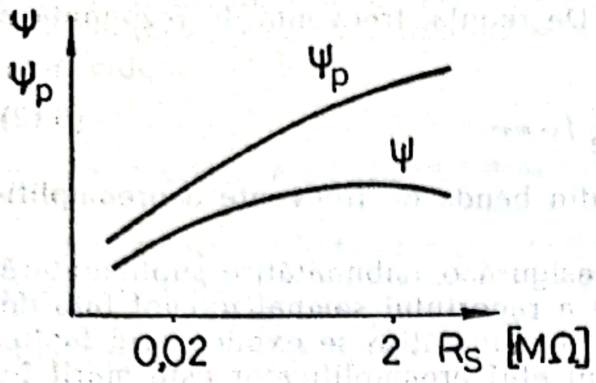


Fig. 6.4. Variația raportului semnal/zgomot cu valoarea rezistenței de sarcină (ψ — valoare neponderată, ψ_p — valoare ponderată).

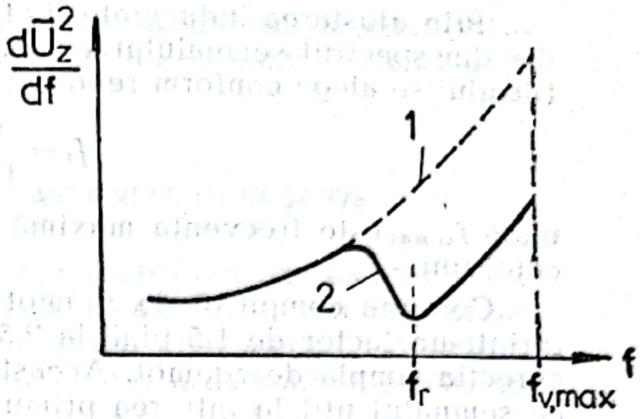


Fig. 6.5. Efectul corecției complexe de zgomot asupra distribuției spectrale a tensiunii de zgomot la ieșirea preamplificatorului.

În cazul corecției simple de zgomot, distribuția spectrală a tensiunii de zgomot la ieșirea preamplificatorului este exprimată prin relația :

$$\frac{d\dot{U}_z^2}{df} = 4kTA_0^2[R_s + R_z(1 + 4\pi^2 R_S^2 C_p^2 f^2)], \qquad (6.11)$$

a cărei reprezentare grafică în banda de frecvențe a preamplificatorului este dată în figura 6.5 (curba *1*). Se constată o creștere a tensiunii de zgomot la frecvențe înalte datorită capacității parazite C_p.

Prin folosirea unui circuit de cuplaj realizat sub forma unui circuit rezonant (fig. 6.6, a) există posibilitatea reducerii efectului datorat capacității parazite.

Circuitul de cuplaj este realizat sub forma unui filtru format din capacitatea de ieșire a tubului analizor de imagine, C_1, capacitatea de intrare a primului etaj preamplificator, C_2, și inductanța L a unei bobine înseriate cu rezistența de sarcină R_S. Rezistența R_S se alege de asemenea de valoare suficient de mare.

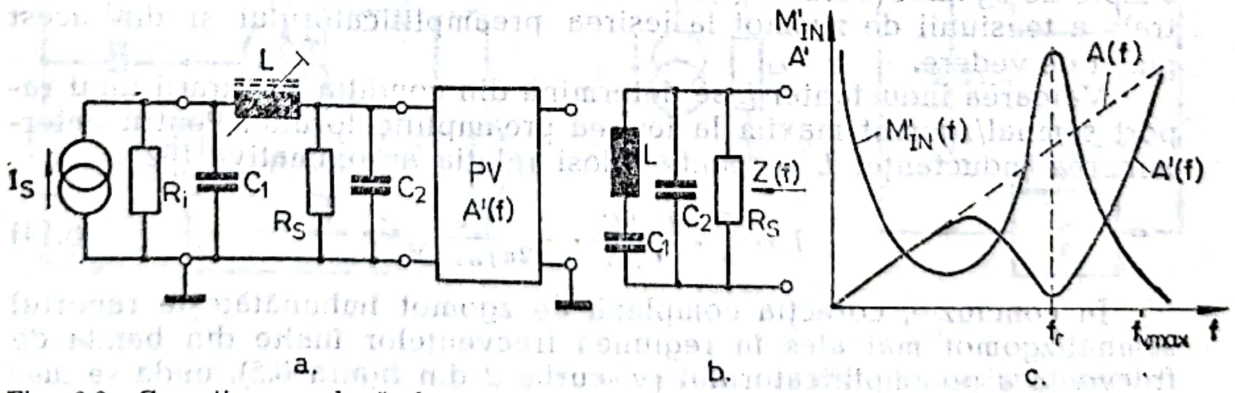


Fig. 6.6. Corecția complexă de zgomot : *a* — schema echivalentă a circuitului de cuplaj rezonant între tubul analizor de imagine și preamplificatorul video, PV ; *b* — impedanța care generează zgomotul de intrare în preamplificator ; *c* — caracteristicile amplitudine-frecvență ale circuitului de cuplaj și ale preamplificatorului.

Scanned with OKEN Scanner

Prin ajustarea inductanței L, filtrul este acordat pe o frecvență medie din spectrul semnalului video. De regulă, frecvența de rezonanță a filtrului se alege conform relației :

$$f_r = \frac{1}{\sqrt{2}} f_{v,\,max}, \tag{6.12}$$

unde $f_{v,\,max}$ este frecvența maximă din banda de frecvențe a preamplificatorului.

Corecția complexă de zgomot asigură o îmbunătățire suplimentară (printr-un factor de 1,5 pînă la 2,5) a raportului semnal/zgomot față de corecția simplă de zgomot. Această îmbunătățire se explică prin faptul că semnalul util la intrarea primului etaj preamplificator este mărit în jurul frecvenței de rezonanță a circuitului oscilant derivație format din C_1, C_2 și L, întrucît în locul capacității C_p apare în paralel pe rezistența R_S impedanța de rezonanță a circuitului. Pe de altă parte, tensiunea de zgomot, care își are originea în partea reală a impedanței Z (fig. 6.6, b), este micșorată datorită circuitului oscilant serie L, C_1, care șuntează pe R_S.

Circuitul de corecție complexă de zgomot introduce de asemenea distorsiuni de frecvență. Dependența dintre mărimea distorsiunii de frecvență și frecvența semnalului video este dată de relația :

$$|\underline{M}_{IN}(f)| = 1/\sqrt{(1-4\pi^2 f^2 L C_1)^2 + \left[2\pi f R_S (C_1+C_2)\left(1-4\pi^2 f^2 L \frac{C_1 C_2}{C_1+C_2}\right)\right]^2}, \tag{6.13}$$

care este reprezentată grafic în figura 6.6, c.

Pentru a compensa distorsiunea de frecvență introdusă de circuitul de cuplaj, preamplificatorul este prevăzut cu circuite de corecție, care trebuie să-i asigure o caracteristică amplitudine-frecvență (mai complicată decît în cazul corecției simple de zgomot) de forma celei prezentate în figura 6.6, c (curba $A'(f)$).

Întrucît valoarea efectivă a tensiunii de zgomot de la ieșirea preamplificatorului este proporțională cu amplificarea preamplificatorului (v. relația (6.7)), care este mai mică la frecvențe înalte în cazul corecției complexe de zgomot (curba $A'(f)$ în figura 6.6, c) decît în cazul corecției simple de zgomot (curba $A(f)$), rezultă o uniformizare a distribuției spectrale a tensiunii de zgomot la ieșirea preamplificatorului și din acest punct de vedere.

Valoarea inductanței L se determină din condiția asigurării unui raport semnal/zgomot maxim la ieșirea preamplificatorului. Pentru determinarea inductanței L se poate folosi relația aproximativă [62] :

$$L = \frac{7}{5} \cdot \frac{C_1+C_2}{C_1 C_2} \cdot \frac{1}{(2\pi f_{v,\,max})^2}. \tag{6.14}$$

În concluzie, corecția complexă de zgomot îmbunătățește raportul semnal/zgomot mai ales în regiunea frecvențelor înalte din banda de frecvențe a preamplificatorului (v. curba 2 din figura 6.5), unde se manifestă și perceperea subiectivă a zgomotului. Ca urmare, nu se realizează o reducere substanțială a vizibilității zgomotului pe imaginea de televiziune. Cu toate acestea acțiunea circuitului de corecție complexă

Scanned with OKEN Scanner

de zgomot poate fi folosită mult mai eficient pentru compensarea creşterii tensiunii de zgomot la frecvenţe înalte, introdusă de circuitul de corecţie de apertură, atunci cînd se foloseşte un asemenea circuit în canalul video.

6.2.1.3. CORECŢIA DE ZGOMOT PRIN UTILIZAREA REACŢIEI NEGATIVE

Ideea care stă la baza corecţiei de zgomot prin utilizarea reacţiei negative de tensiune, aplicată în paralel la intrarea primului etaj preamplificator (fig. 6.7, a), are în vedere realizarea unei adaptări de zgomot între tubul analizor de imagine şi primul etaj preamplificator, în acelaşi timp cu obţinerea unui semnal util de valoare cît mai mare.

Factorul de zgomot al unui tranzistor nu depinde de rezistenţa sa de intrare, care este o rezistenţă fără zgomot, fiind însă funcţie de rezistenţa internă a generatorului de semnal, R_g (fig. 6.7, b). Adaptarea de zgomot, în cazul tranzistoarelor bipolare, se realizează pentru o rezistenţă internă optimă a generatorului de semnal, $R_{g,opt}$, de valori aproximativ egale cu rezistenţa de intrare h_{11e} a tranzistorului în montajul cu emitorul comun. Pe de altă parte, regimul optim de funcţionare al tubului vidicon se realizează pentru o valoare a rezistenţei de polarizare a plăcii de semnal, R_p (fig. 6.7, a), comparabilă cu rezistenţa internă a tubului vidicon, R_t, rezultînd astfel o rezistenţă optimă pentru tubul vidicon, R_g, de ordinul megaohmilor.

În concluzie, în cazul folosirii tranzistoarelor bipolare, nu se poate realiza o adaptare de zgomot corespunzătoare. Prin utilizarea unui etaj repetor pe emitor la intrarea preamplificatorului video, care se caracterizează printr-o impedanţă de intrare mare, se realizează doar regimul optim de funcţionare al tubului vidicon, adică obţinerea unui semnal util de valoare mare la intrarea în etajul preamplificator.

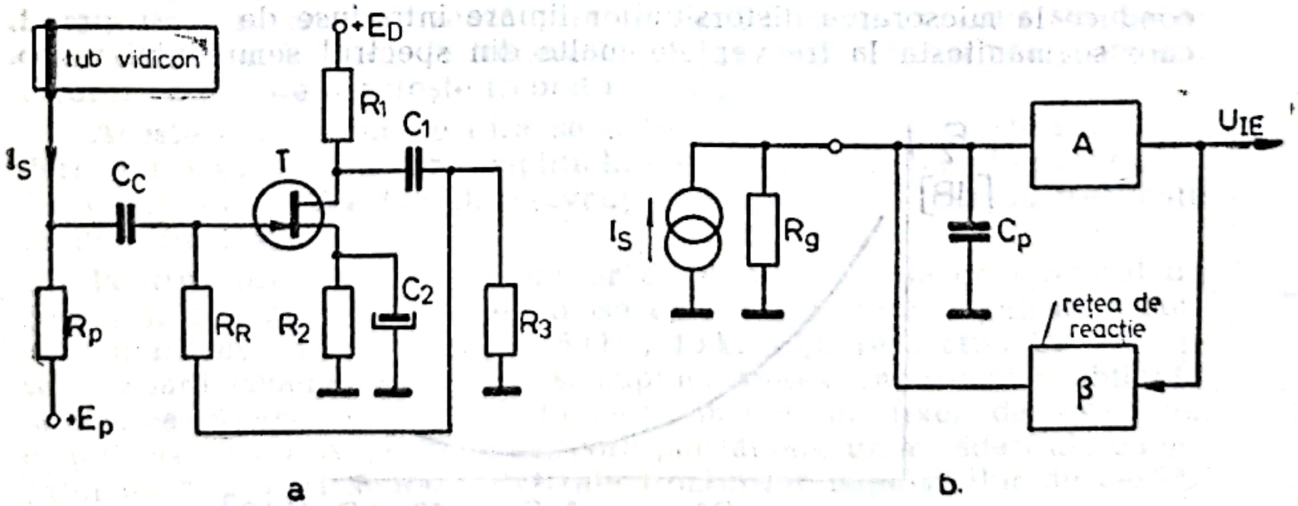


Fig. 6.7. Corecţia de zgomot prin utilizarea reacţiei negative de tensiune, paralel în primul etaj preamplificator: *a* — schema de principiu a circuitului de cuplaj între tubul vidicon şi primul etaj preamplificator, prevăzut cu reacţie negativă; *b* — schema echivalentă a circuitului de cuplaj.

Scanned with OKEN Scanner

Utilizarea în primul etaj preamplificator a unui tranzistor cu efect de cîmp de tip JFET, asigură avantaje nu numai prin faptul că prezintă un zgomot intern redus, o capacitate mică de intrare și o rezistență de intrare mare, ci și prin faptul că adaptarea de zgomot se realizează pentru o rezistență internă a generatorului de semnal de ordinul megaohmilor. Acest lucru rezultă și din figura 6.8, unde este dată dependența factorului de zgomot de mărimea rezistenței interne a generatorului de semnal la un tranzistor cu efect de cîmp.

Prin folosirea reacției negative de tensiune, paralel, în primul etaj preamplificator (v. fig. 6.7, a), se obțin pe lîngă unele îmbunătățiri ale performanțelor electrice ale etajului preamplificator, cum sînt : reducerea distorsiunilor liniare (prin lărgirea benzii de frecvențe și liniarizarea caracteristicii de fază-frecvență) și a distorsiunilor neliniare, micșorarea sensibilității la variația parametrilor circuitului și următoarele efecte în ceea ce privește adaptarea de zgomot între tubul vidicon și primul etaj preamplificator :

— rezistența de sarcină a tubului vidicon este determinată practic de rezistența efectivă de intrare a etajului amplificator, adică

$$R_S \cong \frac{R_{int}}{1-\beta A_0}, \qquad (6.15)$$

unde R_{int} este rezistența de intrare a tranzistorului, A_0 este amplificarea etajului în lipsa reacției negative, iar β este factorul de reacție. În aceste condiții, mărirea rezistenței de polarizare R_p nu conduce la o micșorare a curentului de semnal, după cum s-a arătat în figura 6.4 (curba ψ) ;

— zgomotul termic generat în circuitul de cuplaj între tubul vidicon și preamplificatorul video, este determinat practic de partea reală a impedanței grupului R_R, C_p, fiind mult mai mic decît zgomotul generat în lipsa reacției negative ;

— micșorarea constantei de timp a circuitului de cuplaj, ceea ce conduce la micșorarea distorsiunilor liniare introduse de acest circuit, care se manifestă la frecvențele înalte din spectrul semnalului video.

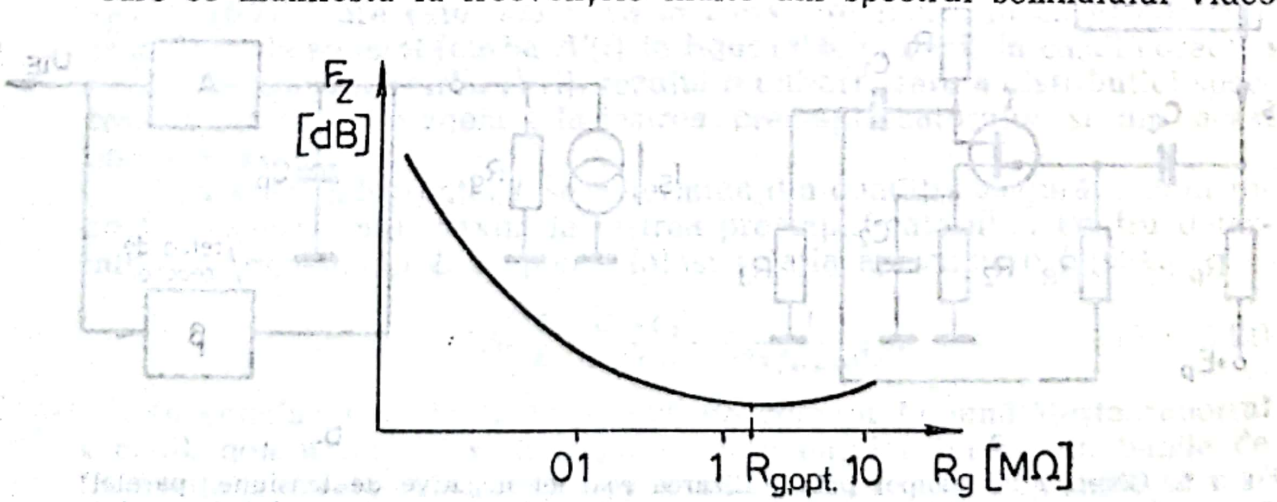


Fig. 6.8. Dependența factorului de zgomot de mărimea rezistenței generatorului de semnal la un tranzistor cu efect de cîmp.

Scanned with OKEN Scanner

În principiu prezența reacției negative duce la înrăutățirea factorului de zgomot. În cazul de față acest dezavantaj este însă compensat de realizarea adaptării de zgomot, ceea ce duce la obținerea unui raport semnal/zgomot îmbunătățit. În schemele practice ale preamplificatorului video, care conțin mai multe etaje, se aplică o reacție negativă globală, care conduce la creșteri mai mici ale factorului de zgomot decît în cazul reacției negative locale aplicată primului etaj [63].

În concluzie, reacția negativă asigură obținerea unui raport semnal/zgomot corespunzător, fără a fi necesară decît o corecție simplă la înaltă frecvență a caracteristicilor amplitudine-frecvență și fază-frecvență ale preamplificatorului.

6.2.2. CORECȚIA DE DÎRĂ

În cazul în care preamplificatorul video nu prezintă la ieșire o caracteristică amplitudine-frecvență uniformă și o caracteristică fază-frecvență liniară în spectrul semnalului video, are loc o reproducere incorectă a variației luminanței de-a lungul liniilor de explorare. Deoarece efectul vizual ce trebuie înlăturat are aspect de dîră, corecția respectivă este cunoscută sub denumirea de corecție de dîră.

Distorsiunile de dîră se manifestă pe imaginea de televiziune în două moduri. Pe de o parte, detaliile mari din imagine, care inițial au prezentat luminanță uniformă, sînt redate cu luminanță variabilă, iar după aceste detalii apar niște dîre orizontale asociate cu conturul obiectului (cu alb după negru și negru după alb). De exemplu, un dreptunghi întunecat plasat orizontal, pe un fond luminos, va fi redat cu luminanță variabilă pe orizontală și va fi însoțit de o dîră cu aspect de cometă în partea sa dreaptă, adică în sensul explorării imaginii. Pe de altă parte, poate apare un efect de plastic pe imagine (un efect aparent de relief), care se caracterizează prin existența unor contururi suplimentare în zona granițelor de trecere de la întunecat la luminos și invers, a căror luminanță descrește treptat (v. § 6.1).

Aceste distorsiuni de dîră se datoresc unor supracreșteri sau căderi ale caracteristicilor amplitudine-frecvență și fază-frecvență, la frecvențe joase (dîre lungi), frecvențe medii (dîre medii), sau frecvențe înalte (dîre scurte).

Pentru aprecierea distorsiunilor de dîră introduse de circuitul de cuplaj și preamplificatorul video, se aplică la intrare impulsuri dreptunghiulare avînd frecvența de 50 Hz, 15 kHz și, respectiv, 250 kHz și se măsoară căderea palierului și supracreșterea impulsurilor obținute la ieșirea preamplificatorului. În cazul imaginilor fixe, de exemplu, ochiul discerne dîre pe imagine, corespunzătoare unor căderi ale palierului de 3÷5% și supracreșteri ale fronturilor impulsurilor de 3—5% [60].

Pentru corectarea caracteristicilor amplitudine-frecvență și fază-frecvență, preamplificatorul video este prevăzut, de obicei, cu circuite pentru corecția de dîră.

Scanned with OKEN Scanner

6.2.2.1.1. **Corecția de dîră prin divizor de tensiune dependent de frecvență.** Acest procedeu de corecție de dîră se realizează prin folosirea ca element de cuplaj între două din etajele preamplificatorului a unui divizor de tensiune dependent de frecvență (fig. 6.9, a).

În schema de principiu a divizorului de tensiune (fig. 6.9, b), rezistența R_2 reprezintă chiar rezistența de intrare a celui de-al doilea etaj ($R_2 = R_{B1} \| R_{B2} \| h_{11e}$), iar capacitatea C_2 este constituită din capacitatea parazită a montajului și capacitatea de intrare a celui de-al doilea etaj.

Corecția de dîră se realizează prin faptul că divizorul de tensiune dependent de frecvență atenuează componentele de joasă frecvență, în raportul în care circuitul de cuplaj dintre tubul vidicon și primul etaj preamplificator atenuează componentele de frecvență înaltă. În acest scop trebuie îndeplinită condiția :

$$R_1 C_1 = R_S C_p, \tag{6.16}$$

unde R_S și C_p sînt elementele circuitului de cuplaj (v. fig. 6.3). Această condiție rezultă din relația (6.5).

Avîndu-se în vedere sensibilitatea deosebită a ochiului la distorsiuni de dîră, se impune îndeplinirea cu rigurozitate a relației (6.16), motiv pentru care s-a prevăzut condensatorul C_1 de tip ajustabil ($C_1 \gg C_2$).

În ceea ce privește rezistența R_2, aceasta se alege din condiția obținerii, pentru frecvența video maximă transmisă, a unei anumite valori pentru factorul de distorsiuni de frecvență al ansamblului „circuit de cuplaj—preamplificator video". În cazul corecției simple de zgomot, dependența dintre modulul factorului de distorsiuni de frecvență al ansamblului „circuit de cuplaj-preamplificator video" și elementele circuitului de cuplaj, respectiv, ale divizorului de tensiune dependent de frecvență este dată de relația :

$$|M_t(f)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left| 2\pi f \frac{R_2}{R_1 + R_2} R_S C_p \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right) \right|^2}}. \tag{6.17}$$

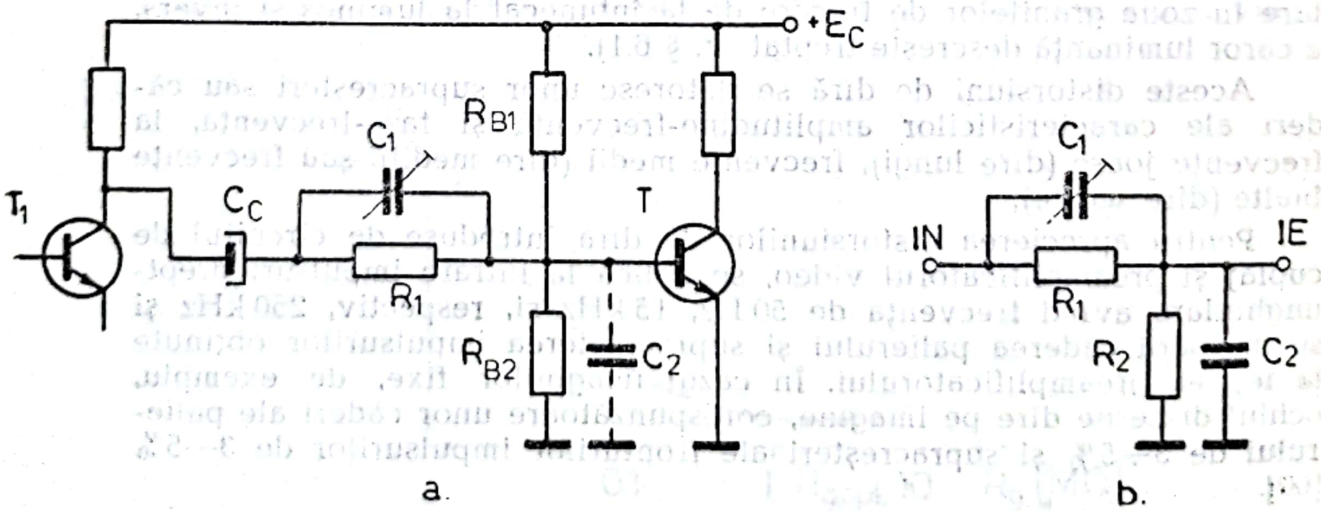


Fig. 6.9. Divizor de tensiune dependent de frecvență pentru corecția de dîră : *a* — cuplajul între două etaje prin divizor de tensiune dependent de frecvență ; *b* — schema de principiu a divizorului de tensiune dependent de frecvență.

Scanned with OKEN Scanner

6.2.2.1.2. **Corecția de dîră prin reacție negativă de curent dependentă de frecvență.** O acțiune similară, cu cea realizată de divizorul de tensiune dependent de frecvență, se poate obține și cu circuitul din figura 6.10, care produce o reacție negativă de curent dependentă de frecvență. În acest scop, rezistorul R_E din emitorul tranzistorului T este șuntat cu un condensator de valoare mică, C_E.

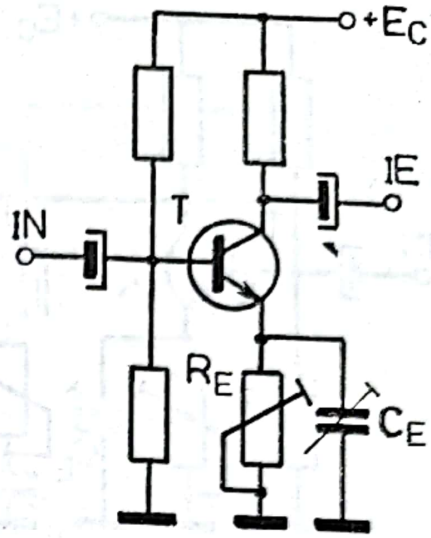


Fig. 6.10. Corecția de dîră prin reacție negativă de curent dependentă de frecvență, în cazul preamplificatorului prevăzut cu corecție simplă de zgomot.

În aceste condiții, efectul de șuntare al condensatorului C_E la frecvențe joase poate fi neglijat, ceea ce determină o reacție negativă puternică și deci o amplificare mică a etajului. Cu creșterea frecvenței, efectul de șuntare al condensatorului C_E crește, prin aceasta reducîndu-se reacția negativă. În acest fel se asigură o mărire a amplificării etajului cu creșterea frecvenței.

Prin ajustarea corespunzătoare a nivelului de reacție negativă cu potențiometrul semireglabil R_E, și condensatorul semireglabil C_E, îndeplinindu-se în același timp și condiția care rezultă din relația (6.5), adică :

$$R_E C_E = R_S C_p, \tag{6.18}$$

pot fi compensate în mod corespunzător distorsiunile de dîră.

Cu alte cuvinte, circuitul de reacție negativă dependentă de frecvență asigură pentru preamplificator o caracteristică amplitudine-frecvență de forma celei prezentate prin relația (6.5), realizînd astfel compensarea distorsiunii de frecvență introdusă de circuitul de cuplaj al preamplificatorului cu tubul vidicon. În aceste condiții, ansamblul „circuit de cuplaj-preamplificator" prezintă o caracteristică amplitudine-frecvență uniformă în întregul spectru de frecvențe al semnalului video, precum și o caracteristică fază-frecvență liniară.

Corecția de dîră prin reacție negativă dependentă de frecvență oferă avantajul că, prin atenuarea componentelor de frecvență joasă, se elimină, în mare măsură, zgomotul termic și de alice precum și perturbațiile de brum ce apar în etajele preamplificatorului aflate înaintea etajului prevăzut cu circuit de corecție. Din acest punct de vedere este indicat să se plaseze etajul prevăzut cu circuit de corecție de dîră cît mai departe posibil de circuitul de intrare al preamplificatorului.

Pentru a se asigura caracteristica amplitudine-frecvență dorită în cazul preamplificatorului prevăzut cu corecție complexă de zgomot (v. curba $A'(f)$ din figura 6.6, c), etajul care realizează corecția de dîră este prevăzut atît cu reacție negativă dependentă de frecvență, adică cu compensare continuă a frecvențelor înalte, cît și cu un circuit acordat plasat în paralel pe rezistorul de sarcină din colectorul tranzistorului (fig. 6.11).

Scanned with OKEN Scanner

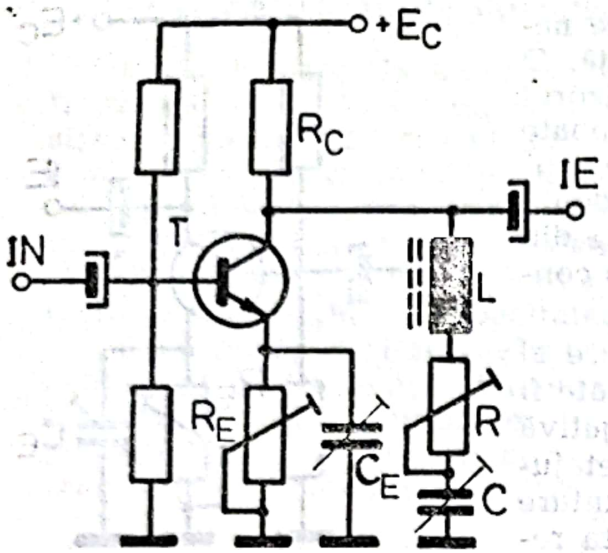


Fig. 6.11. Corecția de dîră în cazul preamplificatorului prevăzut cu corecție complexă de zgomot.

La frecvențe joase, efectul de șuntare al rezistenței de sarcină R_c de către circuitul acordat LRC poate fi neglijat, ceea ce determină o influență neglijabilă din partea circuitului asupra amplificării etajului, care este determinată, în principal, de nivelul reacției negative. La frecvența de rezonanță f_r, care se alege conform relației (6.12), circuitul acordat *LRC* prezintă o impedanță minimă, ceea ce determină o scădere accentuată a amplificării etajului. Acordul precis pe frecvența f_r a circuitului rezonant *LRC* se asigură prin reglarea capacității condensatorului *C*. Prezența rezistorului variabil *R* permite reglarea factorului de calitate *Q* al circuitului acordat și prin aceasta forma caracteristicii amplitudine-frecvență a etajului (amplificarea etajului la frecvența f_r).

Prin dozarea celor două efecte, datorate, pe de o parte, reacției negative realizată cu circuitul $R_E C_E$ și, pe de altă parte, circuitului acordat *LRC*, se asigură caracteristica amplitudine-frecvență prezentată în figura 6.6, c și prin aceasta o caracteristică amplitudine-frecvență uniformă în întreg spectrul de frecvențe al semnalului video, pentru ansamblul „circuit de cuplaj-preamplificator video", precum și o caracteristică fază-frecvență liniară.

6.2.2.2. SCHEMA-BLOC A PREAMPLIFICATORULUI VIDEO

Preamplificatorul video prevăzut cu corecție de zgomot, a cărui schemă-bloc este prezentată în figura 6.12, constă dintr-un circuit de corecție de zgomot, *CCZ*, care este plasat la intrarea primului etaj preamplificator, cîteva etaje amplificatoare de bandă largă, *EABL*, un etaj de corecție a distorsiunilor de dîră, *ECDD* și un etaj (de obicei, repetor pe emitor) pentru adaptarea de impedanță cu primul etaj din amplificatorul intermediar video (amplificatorul corector), *EA*. Caracteristicile amplitudine-frecvență prezentate pe schema-bloc corespund preamplificatorului video prevăzut cu corecție simplă de zgomot, sau cu corecție de zgomot realizată prin reacție negativă.

Primul etaj al preamplificatorului video se realizează cu un tranzistor cu efect de cîmp de tip JFET, iar celelalte etaje cu tranzistoare bipolare. Pentru a se asigura o impedanță mare de intrare în preamplificator și o amplificare de tensiune mărită, preamplificatorul video poate conține la intrare un etaj cascodă compus dintr-un tranzistor cu efect de cîmp în montaj cu sursa la masă și un tranzistor bipolar în montaj cu baza la masă.

Etajele amplificatoare de bandă largă sînt prevăzute cu elemente de corecție pentru a se reduce influența capacităților parazite în do-

Scanned with OKEN Scanner

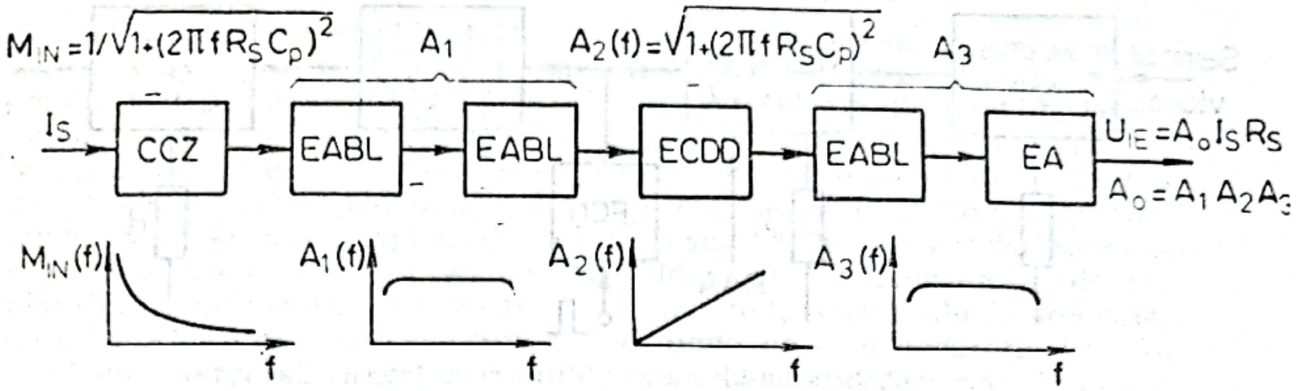


Fig. 6.12. Schema-bloc a preamplificatorului video prevăzut cu corecție de zgomot.

meniul frecvențelor înalte și a capacităților de cuplaj, respectiv, de decuplare a rezistenței din emitorul tranzistorului, în domeniul frecvențelor joase. Corecția la frecvențe înalte se realizează în mod obișnuit prin reacție negativă de curent în circuitul emitorului, prin reacție negativă de tensiune din colectorul tranzistorului, sau prin inductanțe prevăzute în circuitul de sarcină al tranzistorului. În domeniul frecvențelor joase corecția se realizează cu ajutorul unui filtru *RC* conectat în circuitul de alimentare al colectorului tranzistorului.

6.3. AMPLIFICATORUL INTERMEDIAR VIDEO

6.3.1. SCHEMA-BLOC A AMPLIFICATORULUI INTERMEDIAR VIDEO

Avîndu-se în vedere operațiile pe care trebuie să le îndeplinească amplificatorul intermediar video asupra semnalului video, prezentate în § 6.1, amplificatorul se realizează, de obicei, după o schemă-bloc de forma celei date în figura 6.13.

Semnalul video, obținut la ieșirea preamplificatorului video, este prelucrat în continuare în etajul corector al distorsiunilor de apertură. În acest etaj se corectează caracteristica profunzimii de modulație a curentului de semnal în funcție de finețea imaginii proiectate pe ținta tubului analizor de imagine (caracteristica de apertură a tubului analizor). Corecția de apertură se reglează cu ajutorul potențiometrului *P*1.

Deoarece, conform normelor, semnalul video complex de la ieșirea amplificatorului final video trebuie să aibă valoarea de 1 V_{vv}, amplificatorul intermediar video este prevăzut cu posibilitatea reglării amplificării. Reglajul amplificării este necesar și pentru a se putea acoperi eventualele variații ale amplificării datorate înlocuirii sau îmbătrînirii tranzistoarelor.

Reglajul manual al amplificării se poate realiza prin folosirea unui divizor de tensiune reglabil, a unei reacții negative reglabile, sau a

Scanned with OKEN Scanner

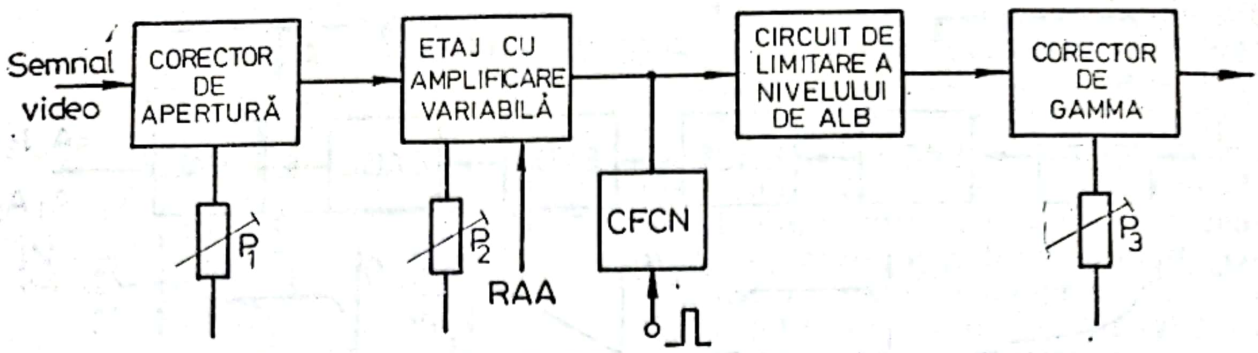


Fig. 6.13. Schema-bloc a amplificatorului intermediar video.

unei rezistențe variabile în serie cu intrarea unui amplificator prevăzut cu o reacție negativă puternică de tip paralel (v. fig. 6.32).

Reglajul automat al amplificării, *RAA*, acționează asupra amplificatorului intermediar video, modificîndu-i valoarea amplificării în funcție de valoarea medie a componentei video din semnalul video complex. În acest fel, la variația între anumite limite a nivelului semnalului video aplicat la intrare, care depinde de nivelul de iluminare a obiectului televizat se asigură menținerea unui nivel practic constant al semnalului la ieșirea amplificatorului intermediar.

În acest etaj se realizează și amplificarea frecvențelor video înalte (peste 1 MHz), obținîndu-se astfel lărgirea benzii de lucru a amplificatorului video.

După restabilirea componentei medii a semnalului video cu ajutorul circuitului de fixare comandată a nivelului, *CFCN*, semnalul video se aplică circuitului de limitare a nivelului de alb și apoi etajului corector de gamma. În etajul corector de gamma se realizează corecția distorsiunilor de gradație introduse de întregul canal de transmisie. Această corecție se poate regla cu potențiometrul *P3* și are ca scop redarea corectă a gradațiilor de contrast ale imaginii.

În cele ce urmează se trec în revistă funcțiile speciale pe care le îndeplinește amplificatorul intermediar ca amplificator de prelucrare video, prezentîndu-se particularitățile circuitelor utilizate în acest scop.

6.3.2. RESTABILIREA COMPONENTEI CONTINUE A SEMNALULUI VIDEO

Semnalul video complex, e_V, care poartă informația corectă cu privire la variațiile de luminanță ale imaginii, constă dintr-o componentă continuă, E_V, și o componentă alternativă, e_v, adică :

$$e_V = E_V + e_v. \tag{6.19}$$

Întrucît componenta continuă a semnalului video complex poartă informația referitoare la luminanța medie a fiecărei linii din imaginea analizată, schimbarea conținutului imaginii are ca efect variația componentei continue cu o frecvență foarte joasă, de ordinul herzilor.

Scanned with OKEN Scanner

Avîndu-se în vedere această frecvență foarte joasă, ar apare avantajos să se folosească pentru amplificarea semnalului video complex amplificatoare de curent continuu. Dificultățile legate de realizarea unor amplificatoare de bandă largă cu cuplaj în curent continuu care să permită transmiterea variațiilor de frecvență foarte joasă din valoarea medie a semnalului video complex, au determinat dezvoltarea tehnicii televiziunii pe baza amplificatoarelor obișnuite cu cuplaj prin condensator. Valoarea medie a semnalului, blocată de condensatorul de cuplaj dintre etajele amplificatoare, poate fi redată semnalului video complex în orice punct al canalului video, unde ea este necesară, cu ajutorul unor circuite speciale, denumite circuite de fixare (de aliniere) a nivelului.

Întrucît amplificatorul video din receptoarele de televiziune moderne este format din cel mult două etaje, acesta este prevăzut cu cuplaj în curent continuu între etaje. În acest caz, pentru redarea pe ecranul tubului cinescop a luminanței medii a imaginii originale, este necesară prezența componentei continue în semnalul obținut după detecție. Pentru aceasta, semnalul video complex, care modulează la emisie semnalul de foarte înaltă frecvență, conține componența continuă.

Ca exemplu, în figura 6.14 se prezintă semnalul video complex cu componentă continuă (fig. 6.14, a) și fără componentă continuă (fig. 6.14, b) pentru o singură linie de analiză a imaginilor formate din două bare verticale albe pe un fond negru (1) și, respectiv, două bare verticale negre pe un fond alb (2). Liniile punctate, care reprezintă nivelul componentei continue E_V, sînt trasate la valorile semnalului video complex e_V, calculate ca o medie pe durata unei linii de explorare, T_H. Cu alte cuvinte, valoarea medie a semnalului video complex se stabilește în așa fel încît suprafețele simplu haşurate și, respectiv, dublu haşurate în figura 6.14, a să fie egale.

Folosirea cuplajului prin condensator între etajele care prelucrează semnalul video (complex) duce la pierderea componentei continue a semnalului, adică semnalul video (complex) se aliniază cu valoarea medie pe nivelul de potențial existent la intrarea etajului. Cu alte cuvinte, întrucît constantele de timp ale circuitelor de încărcare și descărcare ale condensatorului de cuplaj sînt egale, acesta se încarcă, în regim permanent, la o tensiune egală cu componenta continuă a semnalului transmis, lăsînd deci să treacă numai componenta alternativă.

Din exemplul prezentat se constată că în lipsa componentei continue nivelele impulsurilor de stingere și de sincronizare precum și nivelele de referință pentru negru și alb din semnalul video complex nu se mențin la aceeași valoare ci se modifică în funcție de conținutul imaginii.

Faptul că impulsurile de stingere nu sînt aliniate la același nivel perturbă funcționarea unor circuite din canalul video al camerei de televiziune, ca de exemplu: circuitul de introducere a impulsurilor de sincronizare, circuitul de corecție de gamma și circuitul de limitare a nivelului de alb. De asemenea, are loc o perturbare a funcționării circuitelor de reglare automată a amplificării și de separare a impulsurilor de sincronizare din receptorul de televiziune.

Scanned with OKEN Scanner

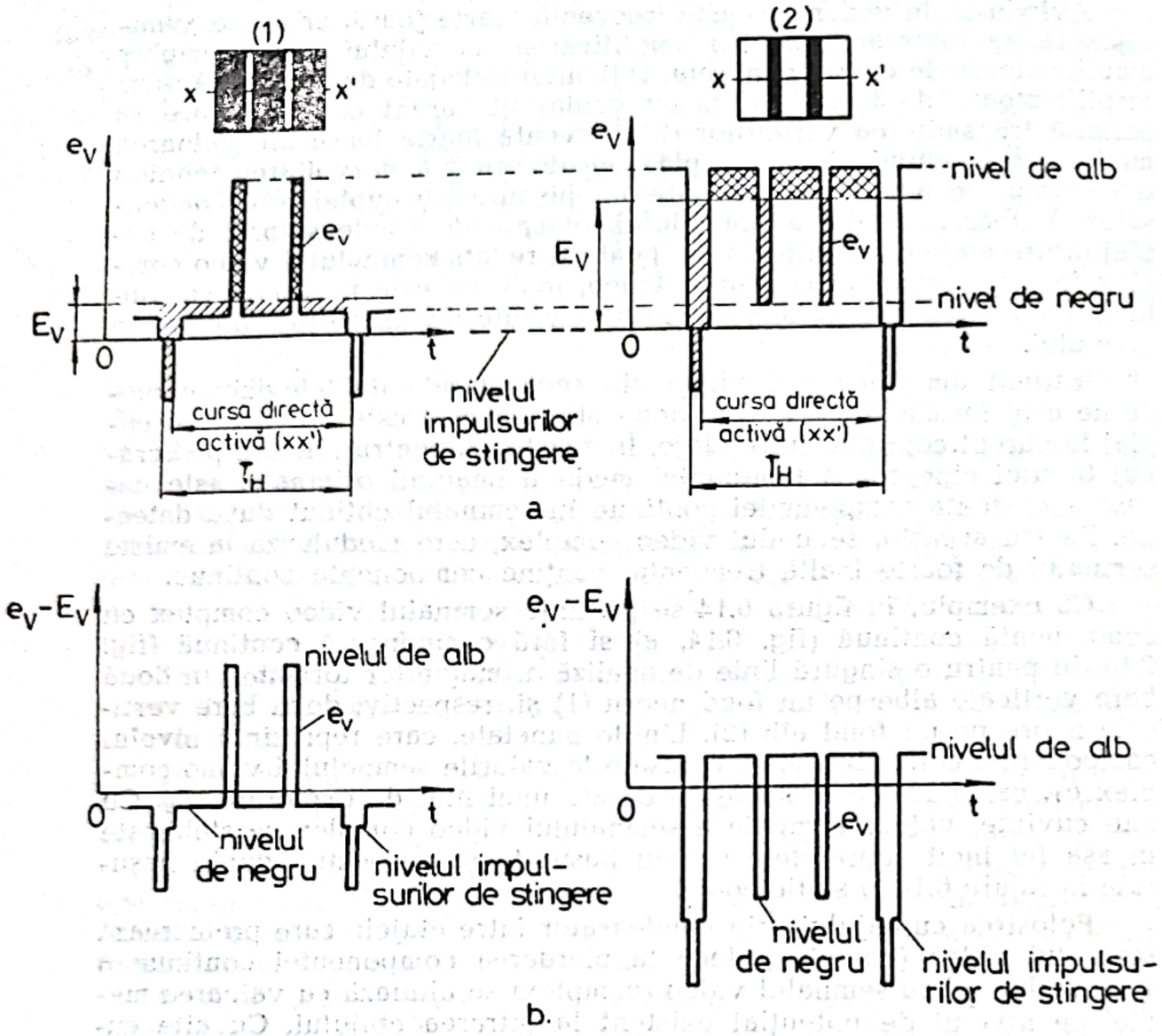


Fig. 6.14. Semnalul video complex pentru o singură linie de analiză xx' a imaginilor (1) și (2) : *a* — conținînd componenta continuă ; *b* — fără componenta continuă.

Trebuie menționat că variația nivelului impulsurilor de stingere, respectiv de sincronizare, se poate produce și în urma procesului de mixare aditivă cu semnalul util a unor semnale perturbatoare de joasă frecvență (de exemplu, un brum de rețea), sau a procesului de reglare automată a amplificării, cu aceleași consecințe nedorite ca în cazul pierderii componentei continue din semnalul video complex. Prin folosirea circuitelor de fixare a nivelului se oferă și avantajul eliminării diverselor perturbații de joasă frecvență suprapuse peste semnalul util, care apar mai ales la transmiterea semnalului video complex pe cabluri coaxiale lungi.

Dacă semnalul video complex nu conține componenta continuă, nu este posibilă redarea corectă pe ecranul tubului cinescop a nivelelor de luminanță din imaginea originală. Pentru a exemplifica acest lucru, în figura 6.15 este prezentată redarea pe un tub cinescop a imaginilor

Scanned with OKEN Scanner

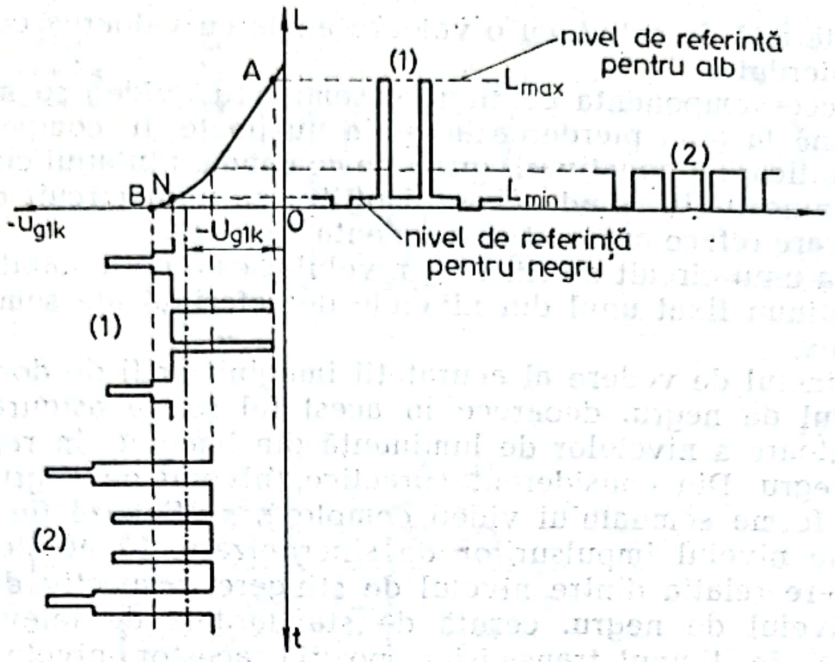


Fig. 6.15. Redarea pe un tub cinescop a imaginilor originale (1) și (2) definite prin semnalul video complex fără componentă continuă (v. fig. 6.14, b).

originale (1) și (2), definite prin semnalul video complex fără componentă continuă (v. fig. 6.14, b). Tubul cinescop este definit prin caracteristica sa de transfer, care exprimă dependența dintre luminanța ecranului, L, și tensiunea aplicată grilei de comandă față de catod, $-u_{g1k}$.

Printr-o reglare corespunzătoare a negativării grilei de comandă față de catod ($-U_{g1k}$) și a amplitudinii semnalului video complex, folosind în acest scop reglajele de luminanță, și, respectiv, de contrast ale receptorului de televiziune, se poate asigura aplicarea corectă a semnalului video complex corespunzător imaginii (1), la electrodul de comandă al tubului cinescop. În acest caz se utilizează întreaga porțiune (între punctele A și N) a caracteristicii de transfer a tubului cinescop, adică luminanța maximă, L_{max}, corespunde nivelului de alb al semnalului video iar luminanța minimă, L_{min}, corespunde nivelului de negru. Cu alte cuvinte, printr-o reglare corespunzătoare a luminanței și contrastului se poate asigura redarea optimă a imaginii (contrast și luminanță maximă).

Dacă, pentru aceeași poziție a reglajelor de luminanță și contrast, se aplică la electrodul de comandă al tubului cinescop semnalul video complex corespunzător imaginii (2), se constată o redare necorespunzătoare a imaginii, în sensul că elementele de alb din imaginea originală vor fi redate prin suprafețe de gri pe ecranul tubului cinescop.

În redarea imaginilor reale, pierderea componentei continue conduce la distorsiuni de gradații de luminanță. Cu cît componenta continuă care se pierde este de valoare mai mare, cu atît mai puține trepte de luminanță sînt redate, iar albul este deplasat spre negru. Din punctul de vedere al efectului obținut pe ecranul tubului cinescop, pierderea componentei continue este echivalentă cu creșterea negativării grilei

Scanned with OKEN Scanner

de comandă față de catod, cu o valoare egală cu valoarea componentei continue pierdute.

Deoarece componenta continuă a semnalului video se modifică de la o imagine la alta, pierderea acesteia nu poate fi compensată prin simpla modificare a negativării grilei de comandă a tubului cinescop (reglare a luminozității), fiind necesară utilizarea unui circuit de fixare a nivelului, care reface automat componenta continuă.

Funcția unui circuit de fixare a nivelului este de a stabili la un potențial continuu fixat unul din nivelele de referință ale semnalului video complex.

Din punctul de vedere al acurateții imaginii ar fi de dorit să se fixeze nivelul de negru, deoarece în acest fel se va asigura o redare corespunzătoare a nivelelor de luminanță din imagine, în raport cu nivelul de negru. Din considerente practice (nivelul de negru nu apare distinct în forma semnalului video complex), se fixează fie nivelul de stingere, fie nivelul impulsurilor de sincronizare. În aceste cazuri se are în vedere relația dintre nivelul de stingere, respectiv de sincronizare, și nivelul de negru, cerută de standardele de televiziune, cu condiția ca, în timpul transmisiei, poziția acestor nivele să nu se schimbe în raport cu nivelul de negru, în cadrul semnalului video.

În televiziune se folosesc două tipuri de circuite de fixare a nivelului : circuite de fixare necomandată a nivelului și circuite de fixare comandată a nivelului.

6.3.2.1. CIRCUITE DE FIXARE NECOMANDATĂ A NIVELULUI

Un circuit simplu de fixare necomandată a nivelului (fig. 6.16, a) constă dintr-o diodă, D, un rezistor, R_S, și un condensator, C, montate ca detector paralel de vîrf. Semnalul video, e_V, se aplică de la etajul dinaintea circuitului de fixare a nivelului, de obicei, un etaj repetor pe emitor, care este reprezentat în circuitul din figura 6.16, a printr-un generator echivalent cu rezistența internă R_g. Rezistența de sarcină a circuitului, R_S, este constituită din rezistența de intrare a etajului următor.

În varianta prezentată, circuitul fixează vîrfurile impulsurilor de stingere (sau de sincronizare) ale semnalului video (respectiv video complex) cu albul pozitiv pe nivelul potențialului aplicat anodului diodei D, adică aproximativ pe nivelul de zero volți.

În cele ce urmează se prezintă funcționarea circuitului de fixare necomandată a nivelului, cu referire la fig. 6.16, b. Semnalul video, e_V, aplicat la intrarea circuitului nu conține componentă continuă. Semnalul video (1) corespunde unei imagini cu luminanță uniformă maximă (v. fig. 6.16, c) iar semnalul (2) — unei imagini cu luminanță uniformă minimă.

La momentul t_1, cînd se aplică la intrarea circuitului frontul căzător al primului impuls de stingere, acesta este transmis prin condensatorul C la catodul diodei D, pe care o aduce în stare de conducție. Curentul i_1, care curge prin dioda D și condensatorul C, încarcă condensatorul cu polaritatea din figură. La momentul t_2, cînd apare frontul ridicător al impulsului de stingere, acesta este transmis prin condensatorul C la catodul diodei, care este adusă în stare de blocare. Între două

Scanned with OKEN Scanner

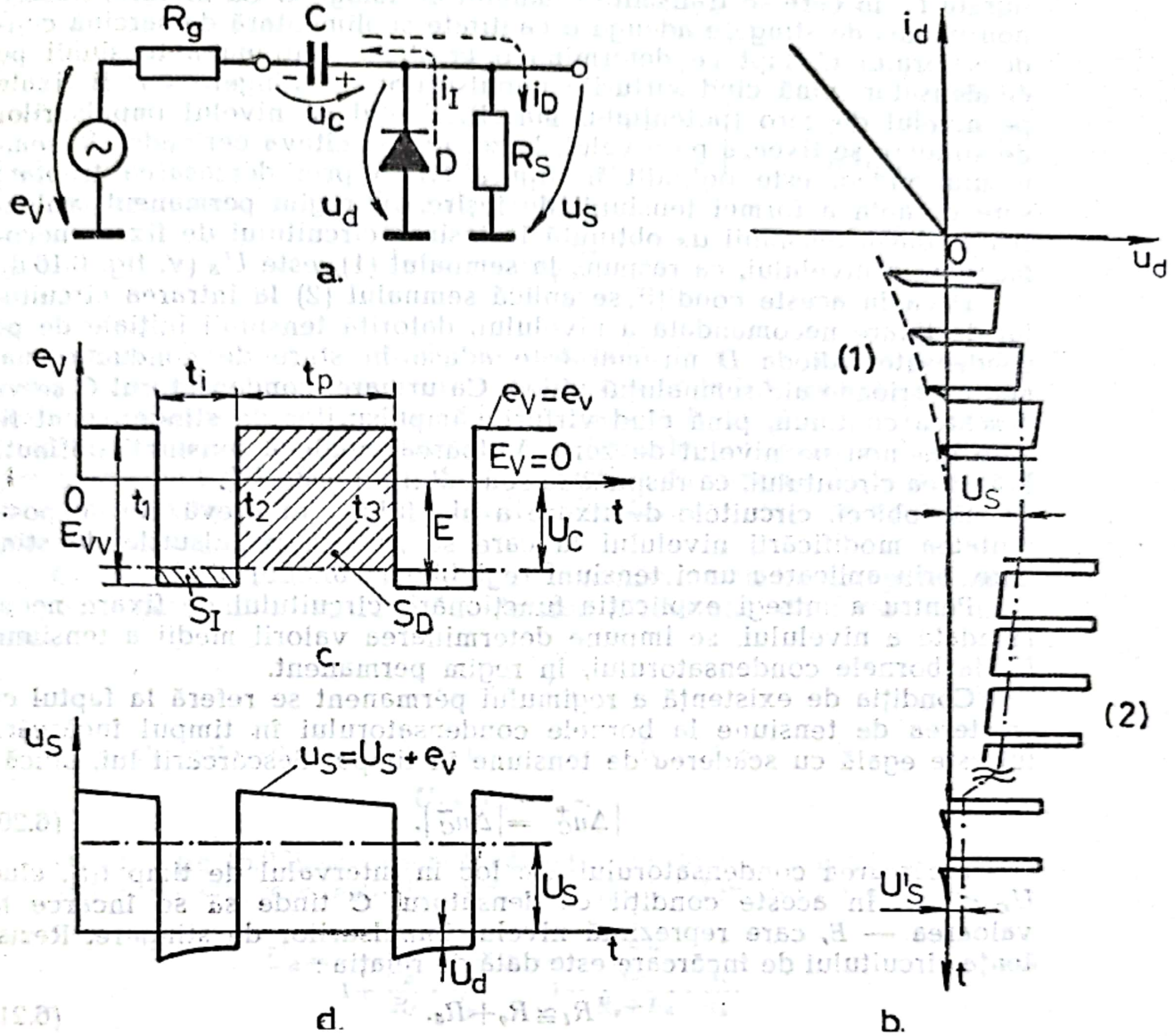


Fig. 6.16. Circuit de fixare necomandată a nivelului: *a* — schema circuitului; *b* — procesul tranzitoriu de fixare a nivelului; *c* — reprezentarea simplificată a semnalului video e_V aplicat la intrare; *d* — forma semnalului video u_S obținut la ieșirea circuitului.

impulsuri de stingere (durata t_p), dioda fiind blocată, condensatorul C se descarcă prin R_S, R_g și sursa de semnal. Constanta de timp de descărcare, $\tau_D=[R_g+R_SR_t/(R_S+R_t)]\cdot C$, este mult mai mare decît constanta de timp de încărcare, $\tau_I=(R_g+R_d)\cdot C$, deoarece rezistența R_d a diodei în conducție este de ordinul zecilor de ohmi, în timp ce rezistența R_S în paralel cu rezistența R_t a diodei în stare blocată rezultă de ordinul sutelor de kiloohmi. În ceea ce privește rezistența internă a sursei de semnal, R_g, aceasta trebuie să fie cît mai mică posibilă (ordinul zecilor de ohmi), pentru a se asigura încărcarea condensatorului C într-un timp cît mai scurt, comparabil cu durata t_i a impulsului de stingere. În aceste condiții, tensiunea pe condensator variază foarte puțin pe

Scanned with OKEN Scanner

durata t_p în care se transmite semnalul de imagine. Ca urmare, fiecare nou impuls de stingere adaugă o cantitate suplimentară de sarcină condensatorului C, fapt ce determină o creştere continuă a tensiunii pe condensator, pînă cînd vîrfurile impulsurilor de stingere vor fi fixate pe nivelul de zero (potenţialul masei). Faptul că nivelul impulsurilor de stingere se fixează pe nivelul de zero după cîteva perioade ale semnalului video, este oglindit în figura 6.16 b prin deplasarea treptată spre dreapta a formei tensiunii de ieşire. În regim permanent, valoarea medie a tensiunii u_S obţinută la ieşirea circuitului de fixare necomandată a nivelului, ca răspuns la semnalul (1), este U_S (v. fig. 6.16 d).

Dacă în aceste condiţii se aplică semnalul (2) la intrarea circuitului de fixare necomandată a nivelului, datorită tensiunii iniţiale de pe condensator, dioda D nu mai este adusă în stare de conducţie mai multe perioade ale semnalului video. Ca urmare, condensatorul C se va descărca continuu, pînă cînd vîrfurile impulsurilor de stingere sînt fixate din nou pe nivelul de zero. Valoarea medie a tensiunii obţinută la ieşirea circuitului, ca răspuns la semnalul (2), este U'_S.

De obicei, circuitele de fixare a nivelului sînt prevăzute cu posibilitatea modificării nivelului la care se fixează impulsurile de stingere, prin aplicarea unei tensiuni reglabile în anodul diodei.

Pentru a întregi explicaţia funcţionării circuitului de fixare necomandată a nivelului, se impune determinarea valorii medii a tensiunii U_C la bornele condensatorului, în regim permanent.

Condiţia de existenţă a regimului permanent se referă la faptul că creşterea de tensiune la bornele condensatorului în timpul încărcării lui este egală cu scăderea de tensiune în timpul descărcării lui, adică :

$$|\Delta u_C^+| = |\Delta u_C^-|. \tag{6.20}$$

Încărcarea condensatorului are loc în intervalul de timp t_1t_2, cînd $U_C|<|e_V|$. În aceste condiţii condensatorul C tinde să se încarce la valoarea — E, care reprezintă nivelul impulsurilor de stingere. Rezistenţa circuitului de încărcare este dată de relaţia :

$$R_I \cong R_g + R_d. \tag{6.21}$$

Descărcarea condensatorului are loc în intervalul de timp t_2t_3, cînd e_V este de semn contrar cu tensiunea U_C ($e_V > U_C$). În aceste condiţii condensatorul C tinde să se descarce, însă rezistenţa circuitului de descărcare,

$$R_D = R_g + \frac{R_S R_i}{R_S + R_i} \cong R_S, \tag{6.22}$$

este mult mai mare decît rezistenţa circuitului de încărcare, deoarece, în general, sînt îndeplinite condiţiile :

$$R_d \ll R_S \ll R_i \qquad \text{şi} \qquad R_S \gg R_g.$$

Condiţia de existenţă a regimului permanent, adică relaţia (6.20), poate fi scrisă sub forma [53] :

$$\frac{S_I}{R_I} = \frac{S_D}{R_D}, \tag{6.23}$$

Scanned with OKEN Scanner

unde

$$\left.\begin{aligned} &S_I=(U_C-E)\,t_i,\\ \text{iar}\quad &S_D=[E_{vv}-(U_C-E)]\,t_p, \end{aligned}\right\} \tag{6.24}$$

E_{vv} fiind valoarea vîrf la vîrf a semnalului video (v. fig. 6.16, c).

Din relaţiile (6.23) şi (6.24) se obţine :

$$U_C=E+\frac{E_{vv}}{1+\frac{R_D}{R_I}\cdot\frac{t_i}{t_p}}. \tag{6.25}$$

Relaţia (6.25) are o valabilitate generală, în sensul că se poate folosi şi în situaţia în care semnalul video aplicat la intrare este suprapus peste o tensiune continuă E_V (adică, $E_V \neq 0$ în figura 6.16, c). În aceste condiţii, valoarea medie a tensiunii la bornele condensatorului în regim permanent rezultă pozitivă sau negativă în funcţie de tensiunea E corespunzătoare nivelului impulsurilor de stingere, care se modifică cu conţinutul imaginii.

Cunoscînd tensiunea medie pe condensator în regim permanent, se poate determina tensiunea la ieşirea circuitului de fixare a nivelului,

$$u_S=e_V-U_C, \tag{6.26}$$

şi, respectiv, componenta continuă a acestei tensiuni,

$$U_S=E_V-U_C. \tag{6.27}$$

Din relaţia (6.25) se observă că acţiunea de fixare a vîrfurilor impulsurilor de stingere este imperfectă datorită tensiunii reziduale,

$$U_d=\frac{E_{vv}}{1+\frac{R_D}{R_I}\cdot\frac{t_i}{t_p}}\cong\frac{E_{vv}}{1+\frac{R_S}{R_g+R_d}\cdot\frac{t_i}{t_p}}, \tag{6.28}$$

care apare pe dioda D aflată în conducţie. Valoarea acestei tensiuni variază cu conţinutul imaginii, prin intermediul lui E_{vv}. Din acest punct de vedere, circuitul prezentat în figura 6.17, cunoscut sub denumirea de circuit de fixare necomandată a nivelului cu polarizare pozitivă, reprezintă o variantă îmbunătăţită. Prezenţa sursei de polarizare a diodei, E_p, a cărei valoare se alege de (1÷2) E_{vv}, face ca acţiunea de fixare a nivelului să fie mai puţin influenţată de conţinutul imaginii, întrucît se înlătură funcţionarea diodei în regiunea pronunţat neliniară a caracteristicii curent-tensiune, în care rezistenţa în sens direct prezintă valori ridicate.

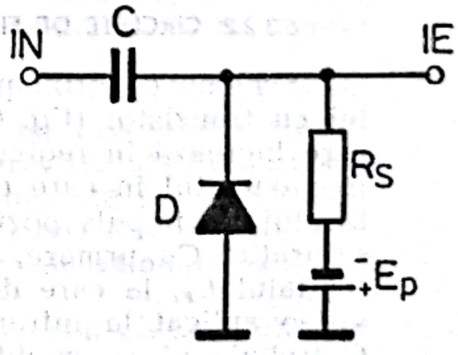


Fig. 6.17. Circuit de fixare necomandată a nivelului cu polarizare pozitivă.

Circuitele de fixare necomandată a nivelului sînt circuite simple, care însă pre-

zintă o serie de dezavantaje. Un prim dezavantaj al acestor circuite este diferența mare între viteza de răspuns la o variație crescătoare și, respectiv, descrescătoare a componentei continue din semnalul video. În cazul în care componenta continuă crește (semnalul 1), condensatorul trebuie să se încarce pentru a se stabili la ieșire noua componentă continuă, pe cînd în cazul unei descreșteri a componentei continue (semnalul 2) condensatorul trebuie să se descarce. Deoarece $\tau_D \gg \tau_I$, scăderea la valoarea U_S' a componentei continue la ieșirea circuitului (v. fig. 6.16 b) ia mai mult timp (durează mai multe perioade ale semnalului video) decît în cazul în care are loc o creștere a componentei continue. Cu alte cuvinte, datorită distorsiunilor de neurmărire, caracteristice unui circuit cu detector de vîrf, circuitul de fixare necomandată a nivelului nu poate urmări variațiile de componentă continuă, decît dacă acestea sînt suficient de lente. Din acest punct de vedere constanta de timp a circuitului de descărcare a condensatorului, τ_D, trebuie să se aleagă cît mai mică posibilă. În cazul în care τ_D este de ordinul a 50 ms, circuitul asigură o fixare „lentă" a nivelului (regim tranzitoriu lung), iar pentru o constantă de timp de ordinul a 3 ms se realizează o fixare „rapidă" a nivelului.

Un alt dezavantaj al acestor circuite simple de fixare a nivelului este distorsionarea formei de undă a semnalului video. Datorită constantei de timp nu prea mari a circuitului de descărcare a condensatorului, τ_D, are loc o descărcare destul de însemnată a condensatorului C pe durata semnalului de imagine, ceea ce se reflectă prin apariția, unei căderi a palierului impulsurilor (v. forma semnalului u_S prezentată în figura 6.16 d). Din acest punct de vedere este necesar să fie îndeplinită condiția : $\tau_D = CR_i \gg t_p$, care este în contradicție cu condiția impusă mai sus, pentru obținerea unui regim tranzitoriu scurt.

Circuitele simple de fixare a nivelului prezintă și dezavantajul unei sensibilități la zgomotele de amplitudine mare suprapuse peste semnalul video. Acest lucru se datorește faptului că zgomotele de amplitudine mare pot aduce în conducție dioda în timpul transmiterii semnalului de imagine, perturbînd astfel funcționarea corespunzătoare a circuitului.

Aceste dezavantaje sînt eliminate prin utilizarea circuitelor de fixare comandată a nivelului.

6.3.2.2. CIRCUITE DE FIXARE COMANDATĂ A NIVELULUI

Schema de principiu a unui circuit de fixare comandată a nivelului cu tranzistor (fig. 6.18) constă din condensatorul C, tranzistorul T, care lucrează în regim de comutație și sursa de referință reglabilă E_F. În momentul în care circuitul de comandă furnizează pe baza tranzistorului un impuls pozitiv, acesta este adus în stare de conducție la saturație. Ca urmare, armătura condensatorului C este legată la potențialul E_F, la care dorim să fixăm nivelul de stingere al semnalului video aplicat la intrare. Cu alte cuvinte, tensiunea pe condensatorul C trebuie să se modifice în mod corespunzător, pentru a se asigura alinierea pe potențialul dorit E_F a impulsurilor de stingere din semnalul video. Acest lucru se realizează prin faptul că, de fiecare dată cînd

Scanned with OKEN Scanner

zintă o serie de dezavantaje. Un prim dezavantaj al acestor circuite este diferența mare între viteza de răspuns la o variație crescătoare și, respectiv, descrescătoare a componentei continue din semnalul video. În cazul în care componenta continuă crește (semnalul 1), condensatorul trebuie să se încarce pentru a se stabili la ieșire noua componentă continuă, pe cînd în cazul unei descreșteri a componentei continue (semnalul 2) condensatorul trebuie să se descarce. Deoarece $\tau_D \gg \tau_I$, scăderea la valoarea U_S' a componentei continue la ieșirea circuitului (v. fig. 6.16 b) ia mai mult timp (durează mai multe perioade ale semnalului video) decît în cazul în care are loc o creștere a componentei continue. Cu alte cuvinte, datorită distorsiunilor de neurmărire, caracteristice unui circuit cu detector de vîrf, circuitul de fixare necomandată a nivelului nu poate urmări variațiile de componentă continuă, decît dacă acestea sînt suficient de lente. Din acest punct de vedere constanta de timp a circuitului de descărcare a condensatorului, τ_D, trebuie să se aleagă cît mai mică posibilă. În cazul în care τ_D este de ordinul a 50 ms, circuitul asigură o fixare „lentă" a nivelului (regim tranzitoriu lung), iar pentru o constantă de timp de ordinul a 3 ms se realizează o fixare „rapidă" a nivelului.

Un alt dezavantaj al acestor circuite simple de fixare a nivelului este distorsionarea formei de undă a semnalului video. Datorită constantei de timp nu prea mari a circuitului de descărcare a condensatorului, τ_D, are loc o descărcare destul de însemnată a condensatorului C pe durata semnalului de imagine, ceea ce se reflectă prin apariția, unei căderi a palierului impulsurilor (v. forma semnalului u_S prezentată în figura 6.16 d). Din acest punct de vedere este necesar să fie îndeplinită condiția : $\tau_D = CR_i \gg t_p$, care este în contradicție cu condiția impusă mai sus, pentru obținerea unui regim tranzitoriu scurt.

Circuitele simple de fixare a nivelului prezintă și dezavantajul unei sensibilități la zgomotele de amplitudine mare suprapuse peste semnalul video. Acest lucru se datorește faptului că zgomotele de amplitudine mare pot aduce în conducție dioda în timpul transmiterii semnalului de imagine, perturbînd astfel funcționarea corespunzătoare a circuitului.

Aceste dezavantaje sînt eliminate prin utilizarea circuitelor de fixare comandată a nivelului.

6.3.2.2. CIRCUITE DE FIXARE COMANDATĂ A NIVELULUI

Schema de principiu a unui circuit de fixare comandată a nivelului cu tranzistor (fig. 6.18) constă din condensatorul C, tranzistorul T, care lucrează în regim de comutație și sursa de referință reglabilă E_F. În momentul în care circuitul de comandă furnizează pe baza tranzistorului un impuls pozitiv, acesta este adus în stare de conducție la saturație. Ca urmare, armătura condensatorului C este legată la potențialul E_F, la care dorim să fixăm nivelul de stingere al semnalului video aplicat la intrare. Cu alte cuvinte, tensiunea pe condensatorul C trebuie să se modifice în mod corespunzător, pentru a se asigura alinierea pe potențialul dorit E_F a impulsurilor de stingere din semnalul video. Acest lucru se realizează prin faptul că, de fiecare dată cînd

Scanned with OKEN Scanner

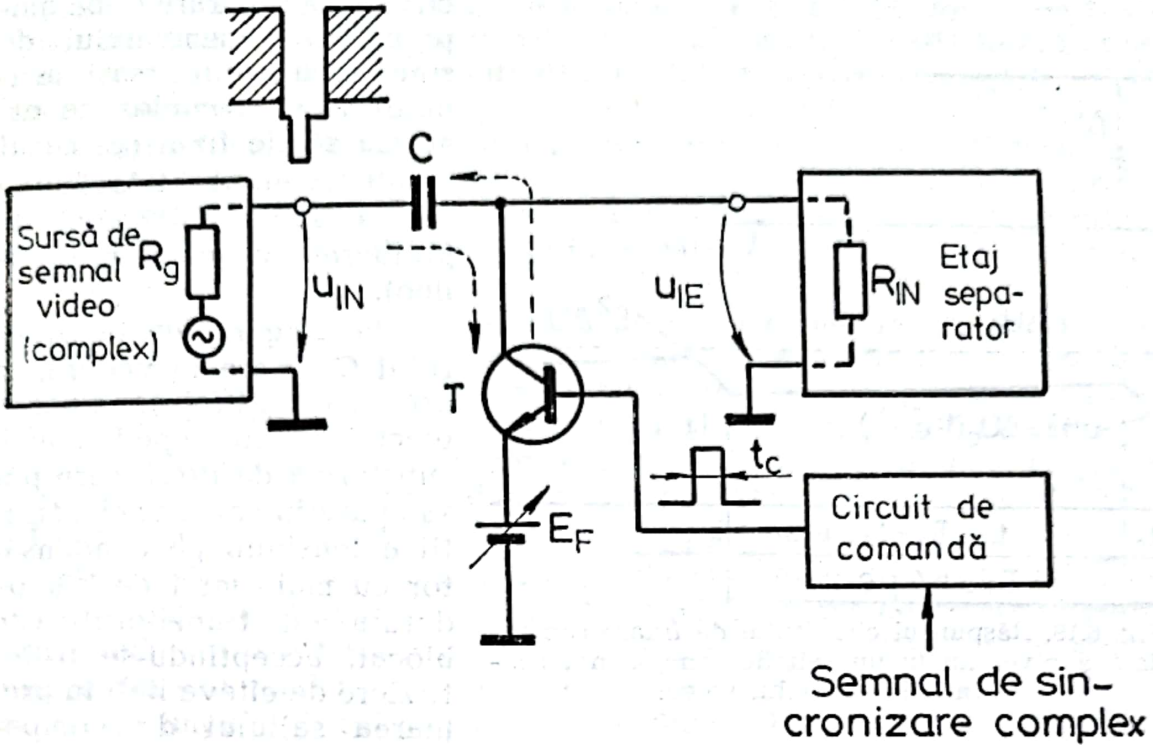


Fig. 6.18. Schema de principiu a unui circuit de fixare comandată a nivelului cu tranzistor.

tranzistorul este adus în stare de conducţie la saturaţie, condensatorul îşi modifică încărcarea, în aşa fel ca tensiunea la bornele lui să devină egală cu diferenţa dintre tensiunea de la ieşirea sursei de semnal şi tensiunea de referinţă din emitorul tranzistorului. În acest fel circuitul se opune tendinţei semnalului de a se axa pe valoarea medie la trecerea prin condensator.

După cum a avut loc o variaţie descrescătoare sau crescătoare a componentei continue din semnalul video, la aplicarea impulsului de comandă condensatorul C se încarcă, respectiv, se descarcă prin tranzistorul T. Acest lucru este posibil întrucît tranzistorul T este comandat puternic pe bază. Ca urmare, în funcţie de polaritatea tensiunii colector-emitor, el se găseşte la saturaţie, fie în conducţie directă fie în conducţie inversă.

Între impulsurile de comandă, tranzistorul T fiind blocat, tensiunea pe condensatorul C variază foarte puţin, cu condiţia ca rezistenţa de intrare a etajului următor, R_{IN}, să fie foarte mare.

Dacă semnalul video aplicat la intrare conţine şi impulsurile de sincronizare (v. fig. 6.18), comanda pentru fixarea nivelului de stingere se dă pe durata palierului posterior al fiecărui impuls de stingere pe orizontală (palierul de după impulsul de sincronizare pe orizontală). În cazul că semnalul video nu conţine impulsuri de sincronizare, comanda se poate da şi pe porţiunea impulsurilor de stingere care ar corespunde cu impulsul de sincronizare.

Circuitul de comandă este comandat la rîndul său cu semnalul de sincronizare complex, care provine fie direct de la generatorul de semnal de sincronizare (în cazul camerelor de televiziune), fie de la un

Scanned with OKEN Scanner

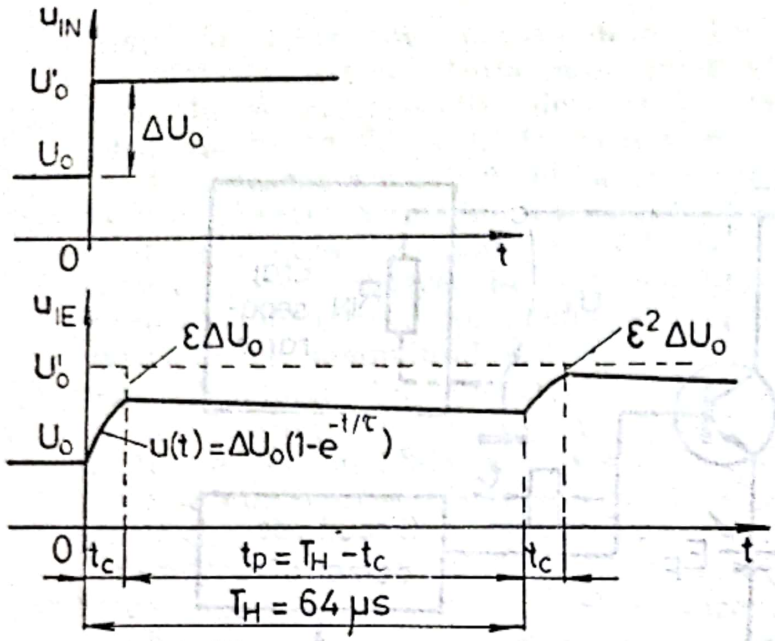


Fig. 6.19. Răspunsul circuitului de fixare comandată a nivelului la un salt de componentă continuă în semnalul video.

circuit de separare după amplitudine a semnalului de sincronizare din însăşi semnalul video complex ce urmează să fie fixat (în cazul monitoarelor de televiziune sau a unui echipament de prelucrare a semnalului video).

La alegerea condensatorului C se are în vedere, în primul rînd, preîntîmpinarea efectelor vizibile pe imagine, sub formă de dîră, care pot să apară în cazul unei variaţii a tensiunii pe condensator cu mai mult de 3% pe durata cît tranzitorul este blocat, acceptîndu-se o întîrziere de cîteva linii în preluarea saltului de componentă continuă, ΔU_0 (v. fig. 6.19), a semnalului video.

Prin urmare, la stabilirea valorii condensatorului C se au în vedere următoarele condiţii :

a) Căderea relativă a palierului în intervalul de timp dintre două impulsuri de comandă să fie cel mult 1%, ceea ce este echivalent cu îndeplinirea relaţiei :

$$CR_{IN} > 100\, T_H, \tag{6.29}$$

unde T_H este perioada de repetiţie a impulsurilor de stingere pe orizontală, adică perioada de repetiţie a impulsurilor de comandă.

Întrucît valoarea rezistenţei de intrare a etajului separator, R_{IN}, nu influenţează practic viteza de răspuns a circuitului la o variaţie crescătoare şi, respectiv, descrescătoare a componentei continue din semnalul video, ca în cazul circuitului de fixare necomandată a nivelului, aceasta se poate alege cît mai mare posibil. Se foloseşte în acest scop, ca etaj separator, etajul repetor pe emitor. În aceste condiţii, relaţia (6.29) poate fi îndeplinită pentru valori ale condensatorului C mult mai mici decît în cazul circuitului de fixare necomandată a nivelului, ceea ce permite urmărirea variaţiilor rapide de componentă continuă.

b) Semnalul video cu noua componentă continuă U'_0 (v. u_{IN} din figura 6.19) să fie fixat după primul impuls de comandă, pe tensiunea de referinţă E_F, cu o eroare de componentă continuă, $\varepsilon\Delta U_0$ (v. u_{IE} din figura 6.19), de cel mult 10%. În acest fel, după 2÷3 linii semnalul video va fi redat cu noua sa componentă continuă. Această condiţie este echivalentă cu îndeplinirea relaţiei :

$$C \leqslant \frac{t_c}{2{,}3\,(R_g + R_{CE\ sat} + R_{EF})}, \tag{6.30}$$

Scanned with OKEN Scanner

unde R_{EF} este rezistența internă a sursei de referință, $R_{CE\,sat}$ — rezistența de saturație a tranzistorului de comutație, R_g — rezistența de ieșire a etajului care precede circuitul de fixare a nivelului, iar t_c — durata impulsului de comandă.

Pentru funcționarea corectă a circuitului, capacitatea C trebuie să se aleagă mult mai mare decît capacitatea parazită, formată în principal din capacitatea colector-bază a tranzistorului cu rol de comutator și capacitatea de intrare a etajului separator, care este de ordinul a 100 pF.

Schema completă a unui circuit de fixare comandată a nivelului de stingere pentru un semnal video complex este arătată în figura 6.20. Circuitul de fixare comandată a nivelului format, în principal, din condensatorul C, tranzistorul de comutație T și sursa reglabilă U_F, este plasat între etajul repetor pe emitor, realizat cu tranzistorul T_1 și etajul separator cu rezistență mare de intrare, realizat cu tranzistoarele $T3$ și $T4$ în conexiunea Darlington fără inversare de polaritate.

Tranzistorul T este comandat pe durata palierului posterior al fiecărui impuls de stingere (palierul de după impulsul de sincronizare pe orizontală). În acest scop se face o separare a impulsurilor de sincronizare din semnalul video complex, după care se realizează o întîrziere a acestor impulsuri, cel puțin egală cu durata lor. Pentru separarea im-

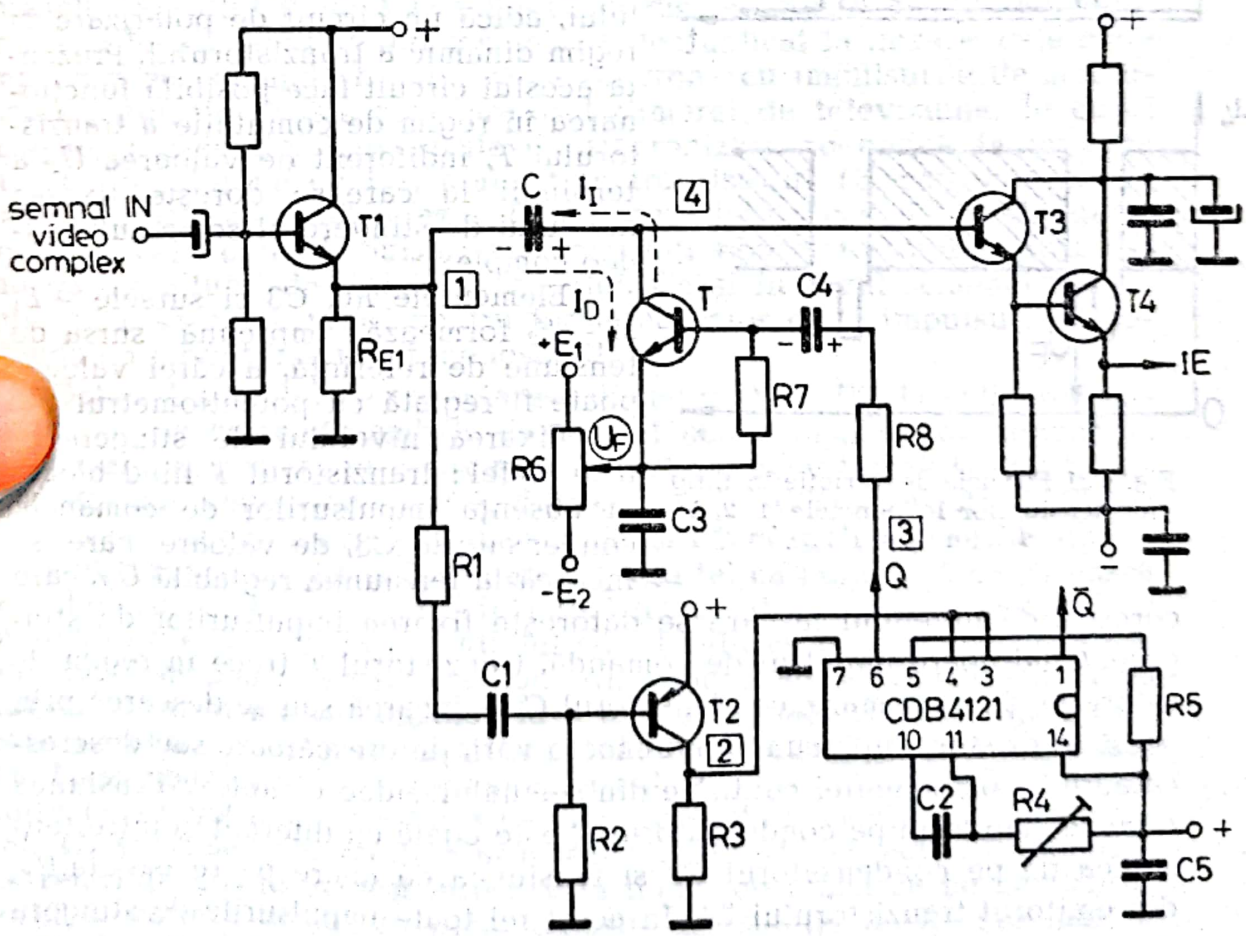


Fig. 6.20. Circuit de fixare comandată a nivelului cu tranzistor.

Scanned with OKEN Scanner

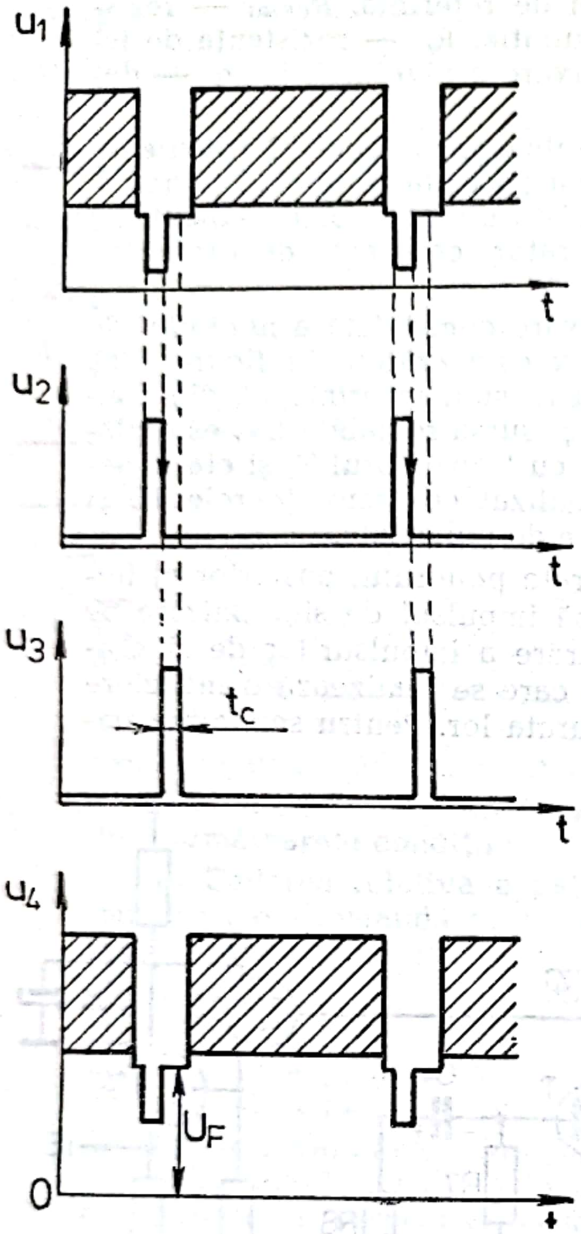


Fig. 6.21 Formele de variație în timp ale tensiunilor în punctele 1 2, 3 și 4 din figura 6.20.

pulsurilor de sincronizare din semnalul video complex se utilizează circuitul de separare după amplitudine, realizat cu tranzistorul $T2$ [64], iar pentru asigurarea întîrzierii dorite se folosește circuitul basculant monostabil, integrat, CDB4121. Această întîrziere se realizează prin faptul că impulsurile de sincronizare obținute în colectorul lui $T2$ comandă pe frontul căzător circuitul basculant monostabil (v. formele de variație în timp ale tensiunilor u_2 și u_3 prezentate în figura 6.21). Impulsurile pozitive, care se obțin la ieșirea Q a circuitului integrat, comandă tranzistorul T cu rol de comutator. Durata acestor impulsuri de comandă trebuie să fie cel mult egală cu durata palierului posterior, fiind determinată de componentele $C2$ și $R4$.

Elementele $R7$, $R8$, $C4$ și joncțiunea BE a tranzistorului T formează un circuit de fixare necomandată a nivelului, adică un circuit de polarizare în regim dinamic a tranzistorului. Prezența acestui circuit face posibilă funcționarea în regim de comutație a tranzistorului T, indiferent de valoarea U_F a tensiunii la care se dorește fixarea nivelului de stingere al semnalului video complex.

Elementele $R6$, $C3$ și sursele $+E_1$ și $-E_2$ formează împreună sursa de tensiune de referință, a cărei valoare poate fi reglată cu potențiometrul $R6$.

Fixarea nivelului de stingere se face astfel: tranzistorul T fiind blocat în absența impulsurilor de comandă, condensatorul $C3$, de valoare mare, se încarcă la tensiunea reglabilă U_F, care corespunde nivelului la care se datorește fixarea impulsurilor de stingere. Cînd apare impulsul de comandă, tranzistorul T trece în regim de saturație, și, ca urmare, condensatorul C se încarcă sau se descarcă prin acest tranzistor, după cum a avut loc o variație crescătoare sau descrescătoare a componentei continue din semnalul video complex. Tensiunea care se stabilește pe condensatorul C este egală cu diferența dintre tensiunea de pe condensatorul $C3$ și tensiunea ce apare pe rezistența R_{E1} din emitorul tranzistorului $T1$. În acest fel toate impulsurile de stingere din semnalul video complex sînt aliniate la același nivel, U_F (v. fig. 6.21).

Scanned with OKEN Scanner

Prin aceasta sînt înlăturate și perturbațiile de joasă frecvență suprapuse peste semnalul video complex.

Comutatorul din circuitul de fixare comandată a nivelului poate fi realizat și cu două tranzistoare complementare conectate în paralel (v. fig. 6.32). În acest caz constantele de timp de încărcare și descărcare ale condensatorului C sînt identice, însă circuitul de comandă este mai complicat.

În majoritatea aplicațiilor, circuitul de fixare comandată a nivelului cu tranzistor prezintă o stabilitate suficient de bună a nivelului de tensiune fixat. Dacă se dorește o stabilitate mai bună a nivelului de tensiune fixat, comutatorul din circuitul de fixare comandată a nivelului se realizează cu o punte echilibrată cu două sau patru diode. Un astfel de circuit de fixare comandată a nivelului necesită un circuit de comandă mai complicat.

În figura 6.22, se prezintă un circuit de fixare comandată a nivelului cu punte echilibrată, formată din diodele $D1$, $D2$, și rezistențele $R1$, $R2$. Diodele se aleg în așa fel încît să prezinte o rezistență inversă cît mai mare posibil și în același timp o rezistență directă cît mai mică.

Cu potențiometrul $R3$ se fixează potențialul în punctul a al punții, iar în punctele c și d ale punții se aplică prin condensatoarele $C1$ și $C2$ impulsuri de comandă egale ca amplitudine, însă de polarități opuse. Întrucît circuitul fixează la potențialul din punctul b al punții nivelul impulsurilor de stingere din semnalul video aplicat la intrare, cele două impulsuri de comandă trebuie să fie sincrone cu impulsurile de sincronizare furnizate de sincrogeneratorul camerei de televiziune. În cazul schemei prezentate, impulsurile de sincronizare se aplică la intrarea etajului repetor pe emitor, realizat cu tranzistorul $T3$, care conține în emitor transformatorul defazor Tr. În secundarul acestui transformator se obțin cele două impulsuri cu polarități opuse, folosite pentru comanda circuitului de fixare a nivelului. Ca și în cazul schemei din figura 6.20, se poate folosi pentru formarea celor două impulsuri de comandă un circuit basculant monostabil.

Datorită modului de conectare a diodelor $D1$ și $D2$, la aplicarea impulsurilor de comandă ambele diode sînt aduse în stare de conducție. Ca urmare, ia naștere prin circuitul format din înfășurarea 1—2 a transformatorului, condensatorul $C1$, diodele $D1$, $D2$ și condensatorul $C2$ un curent, care încarcă condensatoarele $C1$ și $C2$ cu polaritatea din figură. Întrucît rezistențele $R1$ și $R2$ se aleg în așa fel ca puntea să se găsească la echilibru, pe timpul aplicării impulsurilor de comandă potențialul punctului b este adus la potențialul U_f, stabilit cu potențiometrul $R3$ în punctul a al punții. În aceste condiții, condensatorul C se încarcă pe durata impulsurilor de comandă la o tensiune egală cu diferența dintre potențialul punctului b al punții și potențialul din emitorul tranzistorului $T1$. Între două impulsuri de comandă cele două diode fiind blocate de către tensiunea existentă între punctele c și d ale punții, condensatoarele $C1$ și $C2$ se descarcă lent prin rezistoarele $R1$, respectiv, $R2$ și sursa de referință U_F. În același interval de timp, tensiunea de pe condensatorul C variază destul de puțin datorită rezistenței de intrare mari a etajului separator realizat cu tranzistorul $T2$.

Scanned with OKEN Scanner

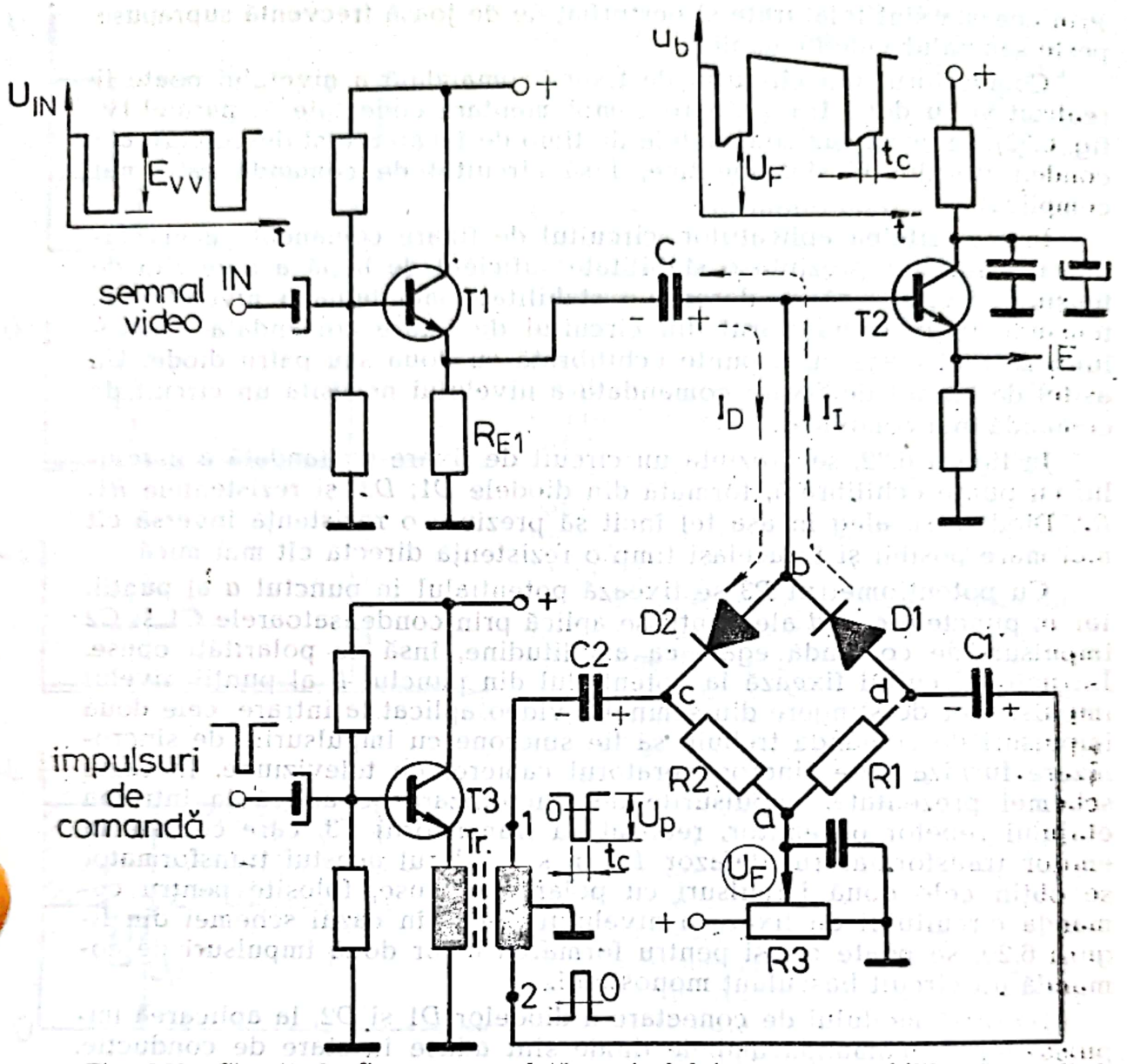


Fig. 6.22. Circuit de fixare comandată a nivelului cu punte echilibrată cu diode.

După cum a avut loc o variație descrescătoare sau crescătoare a componentei continue din semnalul video, la aplicarea impulsurilor de comandă condensatorul C se încarcă prin dioda $D1$, respectiv, se descarcă prin dioda $D2$. De exemplu, dacă pe durata impulsului de stingere, însă înainte de aplicarea impulsurilor de comandă, potențialul în emitorul tranzistorului $T1$ scade sub acela fixat în punctul a (v. forma de variație a semnalului video pe baza tranzistorului $T2$), la aplicarea impulsurilor de comandă, ambele diode fiind aduse în stare de conducție, condensatorul C se va încărca prin dioda $D1$. Curentul I_I va continua să curgă pînă cînd condensatorul C se încarcă la o tensiune egală cu diferența de potențial existentă între emitorul tranzistorului $T1$ și punctul b al punții. Dacă, în mod similar, potențialul în emitorul tranzistorului $T1$ crește peste acela fixat în punctul a, la aplicarea impulsurilor

de comandă codensatorul C se va descărca prin dioda $D2$, datorită prezenței curentului I_D. În acest fel toate impulsurile de stingere din semnalul video sînt aliniate la același nivel U_F.

În intervalul de timp dintre impulsurile de comandă diodele sînt menținute în stare blocată de către circuitul de comandă, întrucît variațiile de tensiune la bornele transformatorului defazor sînt transmise integral prin cele două condensatoare în punctele c și d. Semnalul video, care se aplică pe baza tranzistorului $T2$, determină creșterea potențialului în punctul b, ceea ce mărește tensiunea de polarizare inversă a diodei $D1$, și o micșorează pe aceea de pe dioda $D2$. Pentru ca eventualele zgomote suprapuse peste semnalul de imagine să nu deblocheze dioda $D2$, este necesar ca amplitudinea impulsurilor de comandă — care reprezintă și tensiunea maximă de blocare aplicată diodelor — să fie de cîteva ori mai mare decît valoarea vîrf la vîrf a semnalului video, adică $U_p > E_{vv}$.

Pentru a se asigura un răspuns rapid al circuitului, sursa de semnal video, diodele în conducție și circuitul de comandă trebuie să prezinte rezistențe interne cît mai mici posibile. Constantele de timp de încărcare și descărcare ale condensatorului C sînt practic identice.

Circuitul de fixare comandată a nivelului care folosește o punte echilibrată cu patru diode funcționează pe același principiu ca și circuitul prezentat în figura 6.22, cu deosebirea că cele două rezistențe, $R1$ și $R2$, se înlocuiesc cu alte două diode identice cu primele, iar în diagonala cd a punții se introduce o rezistență de valoare mare. Acest montaj asigură o constantă de timp mai mică pentru regimul tranzitoriu din timpul aplicării impulsurilor de comandă.

6.3.3. CORECȚIA DISTORSIUNILOR DE APERTURĂ

6.3.3.1. DISTORSIUNI DE APERTURĂ

Din punct de vedere al perceperii detaliilor și salturilor de luminanță dintr-o imagine, ochiul prezintă anumite limite, pentru o distanță de observare dată. În aceste condiții, orice imagine poate fi considerată ca fiind constituită dintr-o mulțime finită de suprafețe elementare discrete. Aceste elemente de imagine se caracterizează prin faptul că ochiul nu sesizează variații de luminanță în cadrul lor. Cu alte cuvinte, elementul de imagine poate fi considerat punctiform din acest punct de vedere. Dimensiunile elementelor de imagine depind de distanța de la care este privită imaginea.

Pentru analiza succesivă a acestor elemente de imagine se folosește un fascicul de electroni de dimensiuni finite, focalizat pe suprafața fotosensibilă a țintei, denumit spot de explorare (fascicul de explorare). Dacă se neglijează dimensiunile fasciculului de explorare, semnalul electric obținut în circuitul de sarcină al tubului analizor de imagine va fi determinat de luminanța unui singur element de imagine. În realitate, suprafața fasciculului de explorare este mai mare decît a unui element de imagine și, ca urmare, semnalul electric reproduce

Scanned with OKEN Scanner

valoarea medie a luminanței tuturor elementelor de imagine incluse într-un anumit moment în limitele suprafeței sale. Datorită acestui fapt, în procesul formării semnalului de imagine apar distorsiuni, cunoscute sub denumirea de distorsiuni de apertură.

Pentru a evidenția efectul dimensiunii finite a fasciculului de explorare asupra calității imaginii redate, se consideră proiectată pe suprafața fotosensibilă a țintei o imagine formată din bare verticale succesiv negre și albe (având luminanța L_{min}, respectiv L_{max}), de diferite lățimi l_b care este explorată pe orizontală de un fascicul simetric având diametrul d_f. În figura 6.23, a se scoate în evidență raportul între lățimea barelor verticale și diametrul fasciculului de explorare.

Curentul de semnal care apare în momentul trecerii fasciculului analizor peste limita de separație dintre negru și alb, este proporțional cu porțiunea S_A din suprafața totală a fasciculului, S, care se suprapune peste porțiunea albă a imaginii, adică :

$$i_S = I_{Smax} \frac{S_A}{S}, \tag{6.31}$$

unde I_{Smax} este curentul de semnal maxim, corespunzător explorării unei imagini cu luminanță uniformă maximă (alb de referință). Viteza de variație a acestui curent, la trecerea fasciculului analizor peste limita de separație dintre negru și alb, este limitată, adică :

$$\frac{di_S}{dt} = \frac{I_{Smax}}{S} \cdot \frac{dS_A}{dt}, \tag{6.32}$$

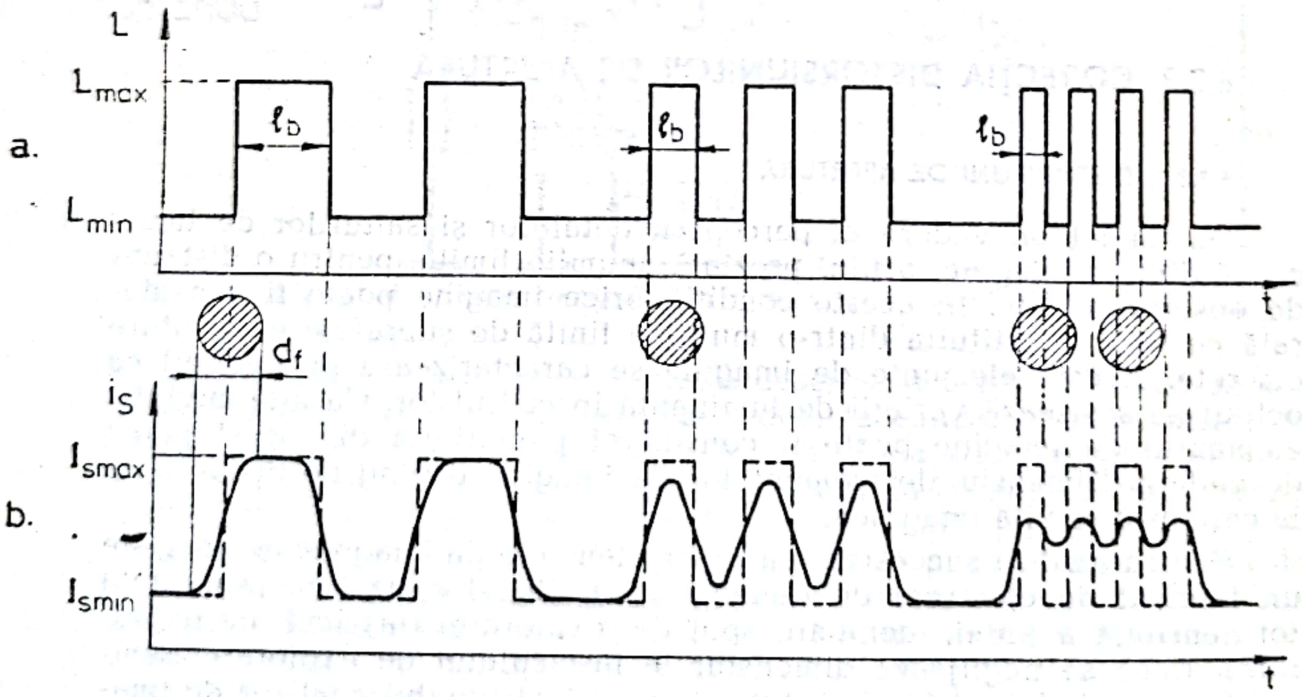


Fig. 6.23 Distorsiuni de apertură : *a* — distribuția luminanței de-a lungul unei linii de explorare ; *b* — forma semnalului obținut la ieșirea tubului analizor de imagine (cu linie întreruptă s-a reprezentat semnalul în cazul unui fascicul de explorare ideal, cu dimensiune infinit mică).

Scanned with OKEN Scanner

fiind cu atît mai mică cu cît diametrul fasciculului este mai mare şi cu cît viteza de deplasare pe orizontală a acestuia este mai mică. Secţiunea fasciculului de explorare nu poate fi redusă prea mult, pe de o parte, datorită dependenţei valorii maxime a curentului de semnal de intensitatea curentului de fascicul şi, pe de altă parte, datorită dificultăţilor care apar la focalizarea unui astfel de fascicul, cu densitate mare a fluxului de electroni.

În aceste condiţii, dacă lăţimea barelor verticale explorate este mai mare sau cel puţin egală cu diametrul fasciculului, curentul de semnal prezintă o amplitudine maximă (adică variază între limitele I_{Smin} şi I_{Smax}) corespunzătoare luminanţelor L_{min} şi L_{max} (fig. 6.23, b). Dacă însă lăţimea barelor explorate este mai mică decît diametrul fasciculului de explorare, adică $l_b < d_f$, fasciculul va acoperi în acelaşi timp suprafeţe negre şi albe din imagine. Ca rezultat, se va micşora amplitudinea curentului de semnal, ca şi cum s-ar fi micşorat contrastul dintre luminanţele a două bare vecine. În situaţia limită, în care $l_b = \frac{1}{2} d_f$, fasciculul va acoperi în acelaşi timp o bară neagră şi una albă. Ca urmare, curentul de semnal va fi practic constant, corespunzător unei componente de gri, adică valorii medii a luminanţelor celor două bare explorate simultan.

Ca exemplu, dacă o mină formată din bare verticale succesiv negre şi albe, de lăţimi egale, se îndepărtează continuu de tubul vidicon, realizîndu-se în acelaşi timp o focalizare corespunzătoare a imaginii pe suprafaţa fotosensibilă a ţintei, se constată o micşorare a contrastului dintre luminanţele a două bare vecine. Pentru o anumită distanţă, lăţimea a două bare de pe suprafaţa fotosensibilă a ţintei devine egală cu diametrul fasciculului de explorare, fapt ce se traduce printr-o imagine cu luminanţă uniformă (continuu gri).

În concluzie, datorită distorsiunilor de apertură, curentul de semnal nu urmăreşte fidel variaţiile de luminanţă de-a lungul traiectoriei de explorare. Prezenţa distorsiunilor de apertură se traduce prin atenuarea componentelor de frecvenţă înaltă conţinute în curentul de semnal. Ca urmare, salturile bruşte de luminanţă sînt reproduse cu un anumit front, fapt ce se manifestă prin limitarea clarităţii imaginii, datorită redării neprecise a contururilor (are loc o trecere gradată de la negru la alb şi invers). Pe de altă parte, componentele de frecvenţă înaltă corespund redării detaliilor fine. Ca urmare, micşorarea amplitudinii acestor componente cu creşterea frecvenţei se manifestă pe imagine prin reducerea contrastului pentru detaliile fine (pierderea în fineţea de detaliu şi în gradaţii de luminanţă).

Firmele constructoare de tuburi analizoare de imagine şi de tuburi cinescop dau valoarea distorsiunilor de apertură sub formă grafică prin aşa-numitele caracteristici de apertură (fig. 6.24). Acestea exprimă dependenţa între amplitudinea relativă (profunzimea de modulaţie) a curentului de semnal, M_V, şi numărul de linii de definiţie pe orizontală (numărul de elemente de imagine succesiv albe şi negre care apar pe o linie, adică fineţea imaginii proiectate pe suprafaţa fotosensibilă a ţintei), N. Distorsiunile de apertură pot fi date şi în funcţie de frecvenţa video a curentului de semnal. În acest scop se are în vedere le-

Scanned with OKEN Scanner

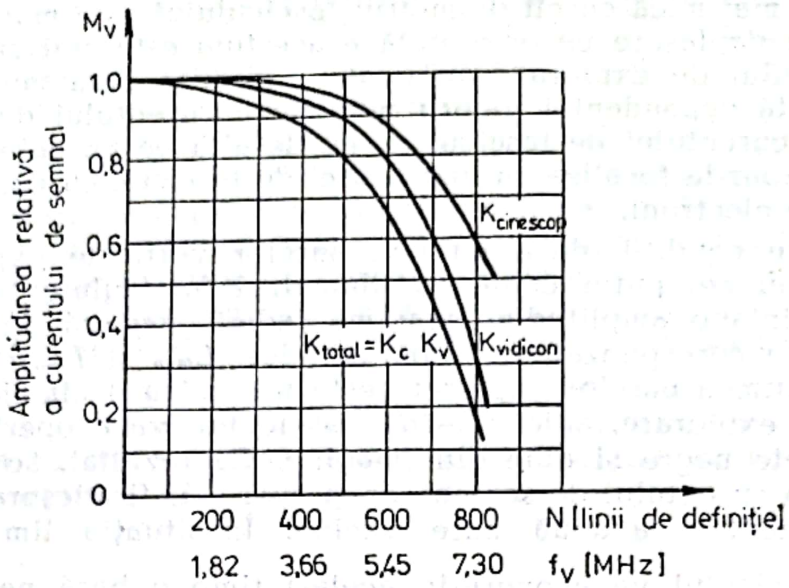


Fig. 6.24. Caracteristicile de apertură ale tuburilor vidicon și cinescop.

gătura între frecvența video a semnalului electric rezultat în urma explorării și numărul de elemente de imagine succesiv albe și negre existente pe o linie, adică :

$$f_V = \frac{N}{2(T_H - t_{stH})}, \tag{6.33}$$

unde $(T_H - t_{stH})$ este durata activă a cursei directe pe orizontală.

Cu toate că, atît distorsiunile de apertură, cît și distorsiunile de frecvență, introduse de canalul video, au drept rezultat limitarea definiției imaginii pe orizontală, există o diferență esențială între aceste tipuri de distorsiuni. De obicei, distorsiunile de frecvență introduse de amplificatoarele video sînt însoțite de distorsiuni de fază, pe cînd distorsiunile de apertură, introduse de un fascicul de electroni simetric în secțiune transversală, nu sînt însoțite de deplasarea fazei componentelor spectrale. Din acest motiv se impune folosirea unor circuite speciale pentru reducerea distorsiunilor de apertură.

6.3.3.2. CIRCUITE DE CORECȚIE A DISTORSIUNILOR DE APERTURĂ

Funcționarea circuitelor de corecție a distorsiunilor de apertură se bazează pe accentuarea progresivă a componentelor de frecvență înaltă din semnalul video, fără să se introducă erori de fază importante. În acest fel, corectorul de apertură restabilește amplitudinea corectă a componentelor de frecvență înaltă din semnalul video furnizat de tubul analizor de imagine și, prin aceasta, valoarea corectă a fronturilor.

Cu alte cuvinte, pentru ca ansamblul „tub analizor de imagine-corector de apertură" să prezinte o caracteristică amplitudine-frecvență uniformă în domeniul frecvențelor video, este necesar ca circuitul de

Scanned with OKEN Scanner

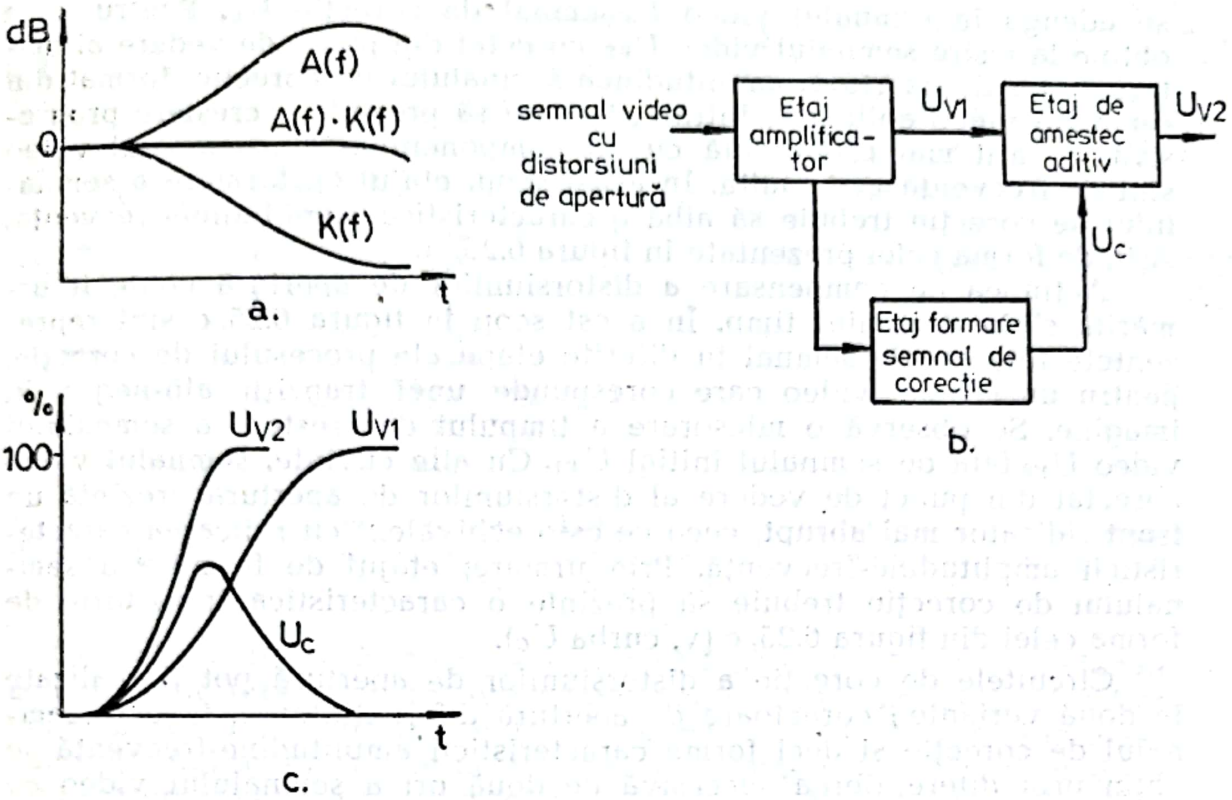


Fig. 6.25. Corecția distorsiunilor de apertură: a — acțiunea de compensare a distorsiunilor de apertură în domeniul frecvență; b — schema-bloc a corectorului de apertură; c — acțiunea de compensare a distorsiunilor de apertură în domeniul timp.

corecție a distorsiunilor de apertură să prezinte o caracteristică amplitudine-frecvență de forma:

$$A(f) = 1/K(f), \tag{6.34}$$

unde $K(f)$ este funcția care aproximează caracteristica de apertură a tubului analizor de imagine (fig. 6.25, a).

Caracteristica de apertură este aproximată cel mai bine printr-o funcție pară de forma:

$$K(f) = e^{-(f/f_0)^2}, \tag{6.35}$$

unde f_0 este frecvența la care amplitudinea semnalului se reduce la valoarea 1/e din valoarea lui la frecvențe joase. Relația (6.35) poate fi dezvoltată într-o serie de puteri:

$$K(f) = \frac{1}{1 + a_1(f/f_0)^2 + a_2(f/f_0)^4 + a_3(f/f_0)^6 + \dots}, \tag{6.36}$$

unde $a_i = \frac{1}{i!}$. În aceste condiții, caracteristica amplitudine-frecvență a corectorului de apertură trebuie să fie descrisă de relația:

$$A(f) = 1/K(f) = 1 + a_1 (f/f_0)^2 + a_2 (f/f_0)^4 + a_3 (f/f_0)^6 + \dots \tag{6.37}$$

Circuitele de corecție a distorsiunilor de apertură sînt realizate conform cu schema-bloc dată în figura 6.25, b. În etajul de amestec aditiv

Scanned with OKEN Scanner

se adaugă la semnalul video U_{v1} semnal de corecție U_c. Pentru a se obține la ieșire semnalul video U_{v2}, corectat din punct de vedere al distorsiunilor de apertură, amplitudinea semnalului de corecție, format din semnalul video aplicat la intrare, trebuie să prezinte o creștere progresivă, cu atît mai pronunțată cu cît componentele din semnalul video sînt de frecvență mai înaltă. În acest scop, etajul de formare a semnalului de corecție trebuie să aibă o caracteristică amplitudine-frecvență, $A(f)$, de forma celei prezentate în figura 6.25, a.

Acțiunea de compensare a distorsiunilor de apertură poate fi urmărită și în domeniul timp. În acest scop în figura 6.25, c sînt reprezentate formele de semnal în diferite etape ale procesului de corecție, pentru un semnal video care corespunde unei tranziții alb-negru în imagine. Se observă o micșorare a timpului de creștere a semnalului video U_{v2} față de semnalul inițial U_{v1}. Cu alte cuvinte, semnalul video corectat din punct de vedere al distorsiunilor de apertură prezintă un front ridicător mai abrupt, ceea ce este echivalent cu ridicarea caracteristicii amplitudine-frecvență. Prin urmare, etajul de formare a semnalului de corecție trebuie să prezinte o caracteristică tranzitorie de forma celei din figura 6.25, c (v. curba U_c).

Circuitele de corecție a distorsiunilor de apertură pot fi realizate în două variante; corectoare de apertură diferențiatoare, în care semnalul de corecție și deci forma caracteristicii amplitudine-frecvență se obțin prin diferențierea succesivă de două ori a semnalului video ce trebuie corectat, și corectoare de apertură consinusoidale (cu linie de întîrziere), la care forma caracteristicii amplitudine-frecvență reproduce o variație cosinusoidală. Corectorul de apertură cu linie de întîrziere se utilizează cel mai frecvent, datorită faptului că accentuarea componentelor de frecvență înaltă din semnalul video se realizează fără să se introducă erori de fază. Pe de altă parte, pentru frecvențe mai mari decît frecvența maximă a benzii utilizate, amplificarea scade mult, înlăturîndu-se situația ca perturbațiile cu frecvențe mai mari decît frecvența video maximă să fie accentuate așa de mult încît să producă blocarea etajului de amestec.

Schema de principiu a unui corector de apertură cosinusoidal (fig. 6.26, a) constă dintr-o linie de întîrziere *LI*, care este conectată între intrările unui montaj de amplificator diferențial, realizat, de exemplu, cu tranzistoare cu efect de cîmp. Semnalul video ce trebuie corectat, u_{IN}, este luat de la etajul amplificator dinaintea corectorului de apertură și este aplicat în același timp la intrarea tranzistorului cu efect de cîmp T_1, conectat într-un montaj repetor pe sursă, și la intrarea liniei de întîrziere. Întrucît impedanța de ieșire a sursei de semnal se alege egală cu impedanța caracteristică a liniei de transmisie, Z_c, iar rezistența de intrare a etajului realizat cu tranzistorul cu efect de cîmp T_2 este suficient de mare, se poate presupune că linia de întîrziere este cu ieșirea în gol și cu intrarea pe impedanța caracteristică proprie.

Prin conectarea liniei de întîrziere cu ieșirea în gol la o sursă de semnal armonic, avînd o impedanță internă egală cu impedanța caracteristică a liniei, se stabilește pe linie un regim de unde staționare. Cu alte cuvinte, pe linia de transmisie sînt prezente atît unda directă cît și unda reflectată.

Scanned with OKEN Scanner

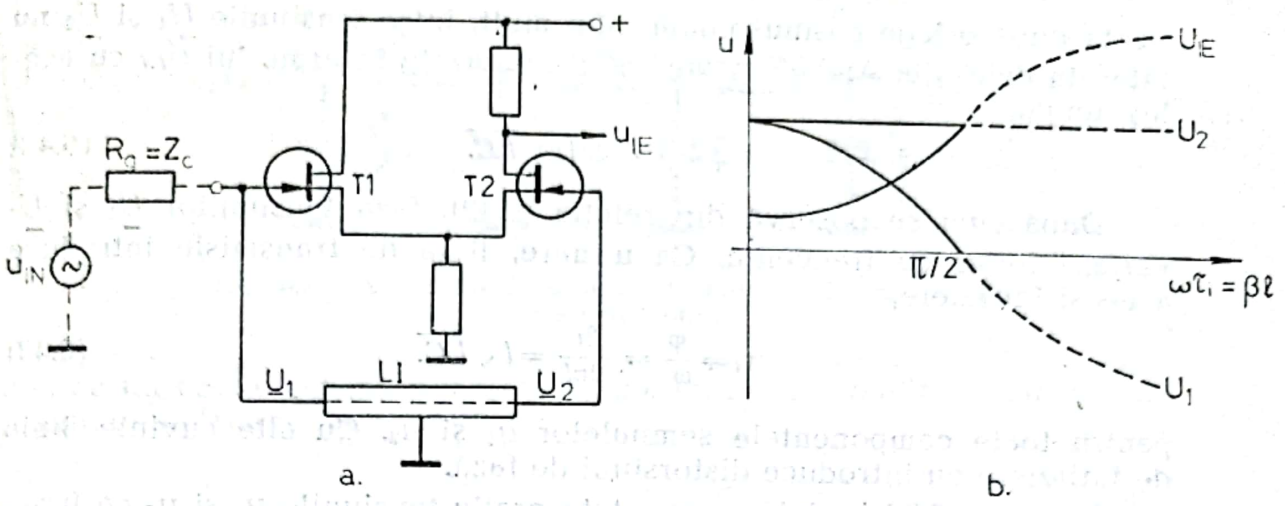


Fig. 6.26. Corector de apertură cosinusoidal (cu linie de întîrziere): a — schema de principiu; b — tensiunile în diferite puncte ale circuitului ca funcții de frecvența semnalului.

În cele ce urmează se va presupune că linia de transmisie este ideală, adică practic fără pierderi, avînd lungimea electrică de $\lambda/4$ pentru frecvența maximă din spectrul video. În aceste condiții nu are loc o atenuare a amplitudinii undei de tensiune de-a lungul liniei, ci doar o modificare progresivă a fazei cu distanța parcursă. Variația fazei undei de tensiune în propagarea ei se calculează cunoscîndu-se constanta de defazare a liniei,

$$\beta = 2\pi f\sqrt{LC} = 2\pi f\frac{\sqrt{\varepsilon_r}}{c}, \tag{6.38}$$

unde L și C sînt parametrii primari ai liniei, ε_r — permitivitatea relativă a dielectricului, iar c este viteza de propagare a luminii în vid. Se constată o variație liniară a constantei de defazare a liniei de transmisie cu frecvența. În ceea ce privește impedanța caracteristică, aceasta este o mărime reală în cazul unei linii de transmisie ideale.

De asemenea, se consideră fazorul $\underline{U}_{IN}$, corespunzător amplitudinii semnalului video ce trebuie corectat, drept referință pentru fază, motiv pentru care se notează în cele ce urmează cu U_{IN}.

Cunoscînd impedanța de intrare a unei linii ideale, în gol:

$$\underline{Z}_1 = \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_1} = -\mathrm{j}Z_c \operatorname{ctg}\beta l, \tag{6.39}$$

unde βl este defazajul introdus de o linie de lungime l, tensiunile de la intrarea, respectiv, ieșirea liniei se pot scrie sub forma:

$$\underline{U}_1 = \frac{\underline{Z}_1}{Z_c + \underline{Z}_1} U_{IN} = U_{IN}\cos\beta l \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\beta l}, \tag{6.40}$$

$$\underline{U}_2 = \frac{\underline{U}_1}{\cos\beta l} = U_{IN}\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\beta l}. \tag{6.41}$$

Se constată că amplitudinea tensiunii de la ieșirea liniei de transmisie, față de amplitudinea tensiunii aplicată la intrare, variază cu frec-

Scanned with OKEN Scanner

venţa după o lege cosinusoidală. Mai mult, între tensiunile $\underline{U}_1$ şi $\underline{U}_2$ nu intervin defazaje. Ambele semnale sînt defazate în urma lui $\underline{U}_{IN}$ cu acelaşi unghi,

$$\varphi = \beta l = 2\pi f l \sqrt{LC}. \tag{6.42}$$

După cum se observă din relaţia (6.42), faza tensiunilor $\underline{U}_1$ şi $\underline{U}_2$ variază liniar cu frecvenţa. Ca urmare, linia de transmisie introduce aceeaşi întîrziere,

$$\tau_t = \frac{\varphi}{\omega} = \frac{\beta l}{2\pi l} = l\sqrt{LC}. \tag{6.43}$$

pentru toate componentele semnalelor u_1 şi u_2. Cu alte cuvinte, linia de întîrziere nu introduce distorsiuni de fază.

În figura 6.26, b sînt reprezentate grafic tensiunile u_1 şi u_2 ca funcţii de frecvenţă, cu observaţia că amplitudinea tensiunii u_{IN} s-a considerat că nu scade cu creşterea frecvenţei. În aceste condiţii, pentru a se obţine o caracteristică amplitudine-frecvenţă crescătoare cu frecvenţa, de forma celei prezentate în fig. 6.26, b pentru semnalul u_{IE}, se foloseşte amplificatorul diferenţial realizat cu tranzistoarele cu efect de cîmp T_1 şi T_2. Tensiunea de la ieşirea amplificatorului diferenţial este dată de relaţia :

$$u_{IE} = u_1 A_1 - u_2 A_2, \tag{6.44}$$

unde A_1 este amplificarea circuitului între grila lui T_1 şi drena lui T_2, iar A_2 — amplificarea dată de etajul realizat cu tranzistorul T_2.

Pe baza relaţiilor (6.40) şi (6.41) se obţine :

$$u_{IE} = -u_{IN} A_2 (1 - A_1/A_2 \cos 2\pi f \tau_t), \tag{6.45}$$

şi ca urmare amplificarea totală a circuitului este dată de relaţia :

$$A(f) = u_{IE}/u_{IN} = -A_2 (1 - A_1/A_2 \cos 2\pi f \tau_t). \tag{6.46}$$

După cum se vede, corectorul de apertură cosinusoidal asigură o mărire a amplitudinii componentelor de frecvenţă înaltă. Amplificarea montajului în domeniul frecvenţelor joase ($\cos 2\pi f \tau_t = 1$) are valoarea minimă $A_{min} = -A_2 (1 - A_1/A_2)$ şi atinge la frecvenţa maximă din bandă ($\cos 2\pi f \tau_t = 0$) valoarea maximă, $A_{max} = -A_2$.

Caracteristica amplitudine-frecvenţă descrisă de relaţia (6.46) diferă de curba optimă prezentată prin relaţia (6.37). O compensare mai bună a distorsiunilor de apertură ar putea fi realizată prin folosirea mai multor linii de întîrziere care diferă prin întîrzierea τ_t. În practică se obişnuieşte să se folosească numai o linie de întîrziere.

În ceea ce priveşte linia de transmisie, se pot folosi linii de întîrziere cu parametri distribuiţi (cablu special de întîrziere), la care întîrzierea este de ordinul nanosecundelor, sau linii de întîrziere cu parametri concentraţi (linii artificiale), la care întîrzierea este de ordinul microsecundelor.

Linia artificială se obţine prin conectarea în cascadă a mai multor celule *LC* de filtru trece — jos (fig. 6.27), avînd bobinele cuplate mu-

Scanned with OKEN Scanner

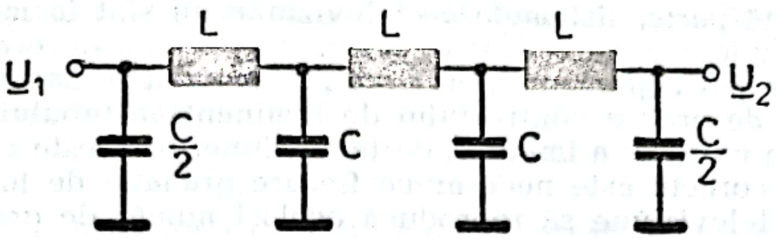


Fig. 6.27. Linie de întîrziere cu parametri concentrați (linie artificială).

tual cu un coeficient de cuplaj $k=0{,}125$. În aceste condiții, dimensionarea liniei se face pe baza relațiilor :

$$L=\frac{0{,}6\,Z_C}{nf_{v,max}} \text{ și } C=\frac{0{,}25}{nZ_Cf_{v,max}}, \tag{6.47}$$

în care $f_{v,max}$ este frecvența maximă din spectrul video, n — numărul celulelor care compun linia artificială, iar Z_C este impedanța caracteristică impusă. Condiții practice corespunzătoare pentru realizarea liniei (de exemplu, capacități de valori nu prea mici) se obțin adoptînd valoarea $Z_C=400\ \Omega$.

6.3.4. CORECȚIA DISTORSIUNILOR DE GRADAȚIE DE LUMINANȚĂ (CORECȚIA DE GAMMA)

6.3.4.1. DISTORSIUNI DE GRADAȚIE DT LUMINANȚĂ

Calitatea imaginii de televiziune, reprodusă de un tub cinescop, este condiționată în măsură hotărîtoare de redarea corectă a scării de gri. Cu alte cuvinte, într-o transmitere fidelă se vor reda corect gradațiile (tonurile) de luminanță din imaginea de televizune, atunci cînd, captînd imaginea scării liniare de gri, se obține la recepție de asemenea o scară liniară de gri. Prezența distorsiunilor de gradație de luminanță (distorsiuni de neliniaritate în redarea scării de gri într-un sistem de televiziune) sînt mai supărătoare decît limitarea spectrului de frecvențe al semnalului video [65].

Trebuie menționat că luminanța maximă care se poate realiza pe ecranul unui tub cinescop este, de obicei, mult mai mică decît luminanța maximă care poate apare într-o imagine captată. În aceste condiții, tubul cinescop nu va putea reproduce corect valorile absolute ale luminanțelor din imaginea captată. Din această cauză nu vor fi redate fidel nici valorile contrastului. Se poate menționa că dinamica de contrast realizată pe ecranul unui tub cinescop nu depășește, de obicei, valoarea 100, în timp ce contrastul din imaginile captate depășește frecvent valoarea 500. Aceste distorsiuni, care apar inevitabil din cauza imposibilității tehnice de redare în imaginea de televiziune a luminanței maxime ce poate apare în imaginea captată, sînt cunoscute în literatură sub denumirea de distorsiuni de luminanță.

Scanned with OKEN Scanner

Pe de altă parte, sistemele de televiziune nu sînt în măsură să reproducă în imaginea de televiziune numărul maxim de gradații de luminanță, care pot fi percepute de ochi. Acest lucru se datorește zgomotului, valorii de prag a contrastului de luminanță a tubului cinescop și iluminării din exterior a imaginii de televiziune. În aceste condiții, pentru o redare corectă este necesar ca fiecare gradație de luminanță din imaginea de televiziune să reproducă același număr de gradații de luminanță din imaginea captată. Cînd această reproducere nu se face proporțional, apar distorsiuni de gradație, diferite de distorsiunile de luminanță.

Pentru aprecierea distorsiunilor de gradație se folosesc așa-numitele caracteristici de gradație (caracteristici de reproducere a gradațiilor de luminanță). Acestea exprimă dependența liniară între logaritmii luminanțelor din imaginea redată, L_r, și imaginea captată, L_c, adică :

$$\log L_r = \gamma \log L_c + \log k, \tag{6.48}$$

ceea ce este echivalent cu :

$$L_r = kL_c^{\gamma}, \tag{6.49}$$

unde γ este așa-numitul exponent de contrast (de gamma), iar k — o constantă. La stabilirea relației de definiție (6.48) s-a avut în vedere că simțul văzului înregistrează o creștere logaritmică de luminanță în imaginea redată, la o creștere liniară a senzației de luminozitate.

Distorsiunile gradației de luminanță sînt determinate de neliniaritatea caracteristicii de transfer a sistemului de televiziune, adică, în principal, de neliniaritatea caracteristicii de transfer a tubului analizor de imagine și, respectiv, a tubului cinescop.

Caracteristica de transfer a unui tub analizor de imagine exprimă dependența între iluminarea țintei fotoconductoare, care este proporțională cu luminanța imaginii captate, L_c, și semnalul care ia naștere. Această dependență se poate aproxima printr-o relație exponențială de forma :

$$u_{V1} = k_1 L_c^{\gamma_1}, \tag{6.50}$$

unde u_{V1} este tensiunea video de pe rezistorul de sarcină al tubului, proporțională cu curentul de semnal, iar γ_1 — exponentul de contrast ce caracterizează tubul analizor de imagine. De obicei $\gamma_1 < 1$ și diferă considerabil de la un tip de tub la altul. Astfel, pentru tubul vidicon se consideră ca valori aproximative $\gamma_1 = 0{,}6 \div 0{,}7$, iar pentru tubul superorticon și plumbicon $\gamma_1 = 0{,}8 \div 1$. Mai mult, caracteristica de transfer a tubului analizor de imagine se modifică în anumite limite cu modificarea condițiilor de funcționare ale tubului și, respectiv, a conținutului imaginii, ceea ce este echivalent cu modificarea în anumite limite a coeficientului de contrast.

Valoarea subunitară e exponentului γ_1 arată că în procesul de transformare a valorilor de luminanță în valori de tensiune, gradațiile mai luminoase din scara liniară de gri sînt comprimate, iar cele mai întunecate sînt expandate.

Scanned with OKEN Scanner

Caracteristica de transfer a tubului cinescop exprimă dependența între luminanța ecranului și tensiunea video aplicată electrodului de comandă. Această dependență poate fi aproximată de asemenea printr-o relație exponențială :

$$L_r = k_2 u_{V2}^{\gamma_2}. \tag{6.51}$$

În ceea ce privește exponentul de contrast, tuburile cinescop se caracterizează printr-o valoare supraunitară a acestuia ($\gamma_2 = 1{,}6 \div 2{,}4$), ceea ce înseamnă că în procesul de transformare a valorilor de tensiune de comandă în valori de luminanță, gradațiile mai întunecate din scara liniară de gri sînt comprimate, iar cele mai luminoase sînt expandate.

Din cele prezentate se constată că cele două caracteristici de transfer, pentru tubul analizor de imagine și respectiv pentru tubul cinescop, sînt oarecum complementare, ceea ce compensează în parte distorsiunile de gradații introduse de acestea.

Pentru redarea corectă a gradațiilor de luminanță, canalul de amplificare a semnalului video trebuie să prezinte o caracteristică amplitudine-amplitudine controlabilă, de formă exponențială :

$$u_{V2} = k_3 u_{V1}^{\gamma_3}. \tag{6.52}$$

Prin intermediul circuitului „corector de gamma", care are rolul de a modifica în mod corespunzător exponentul γ_3, se stabilește exponentul de contrast al întregului sistem de televiziune la valoarea $\gamma = 1$.

În aceste condiții, caracteristica de transfer a sistemului de televiziune se exprimă prin relația :

$$\left.\begin{aligned} &L_r = kL_c^{\gamma}, \\ &\text{unde :} \quad k = k_2 k_3^{\gamma} \; k^{1-\gamma} \quad \text{iar} \quad \gamma = \gamma_1\gamma_2\gamma_3. \end{aligned}\right\} \tag{6.53}$$

Întrucît constanta k este dependentă de tipurile de tuburi folosite și de valoarea exponentului de contrast al circuitului „corector de gamma", este convenabil să se exprime caracteristica de transfer a sistemului de televiziune în unități relative, adică prin relația :

$$L_r / L_{r,max} = (L_c / L_{c,max})^{\gamma}, \tag{6.54}$$

a cărei reprezentare grafică este dată în figura 6.28.

După cum s-a menționat mai sus, contrastul imaginii redate pe ecranul tubului cinescop este, de obicei, mult mai redus decît acela din imaginea televizată. În aceste condiții, imaginea vizibilă pe tubul cinescop va diferi de imaginea originală, chiar dacă sistemul de televiziune este liniar ($\gamma = 1$). Dacă însă caracteristica de transfer a sistemului de televiziune alb-negru prezintă o formă concavă cu un exponent de contrast potrivit ales (circa 1,5), imaginea vizibilă pe tubul cinescop va fi în mod subiectiv îmbunătățită prin această distorsiune, prin faptul că apare mai contrastată (v. fig. 6.28). Acesta este motivul pentru care camerele de televiziune echipate cu tuburi vidicon nu sînt prevăzute în amplificatorul video cu corecție de gamma.

Posibilitatea de a controla forma caracteristicii de gradație, prin modificarea valorii exponentului de contrast al sistemului de televi-

Scanned with OKEN Scanner

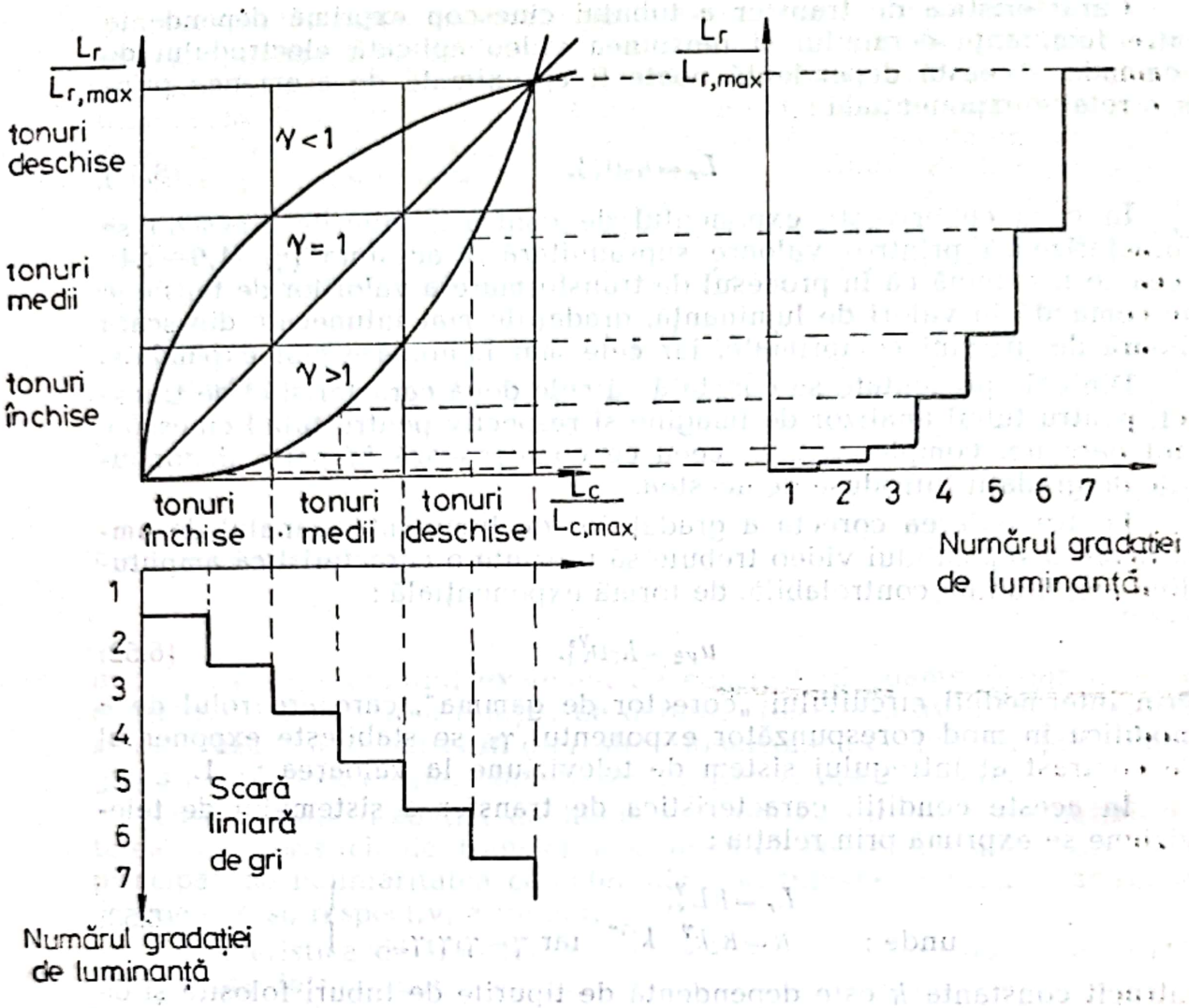


Fig. 6.28. Caracteristica de transfer a unui sistem de televiziune (caracteristica de gradație).

ziune (v. fig. 6.28), prezintă interes practic și prin faptul că problema celei mai bune reproduceri a gradațiilor de luminanță depinde, în mare măsură, de conținutul imaginii de televiziune și de destinația sistemului de televiziune în circuit închis. În unele aplicații ale sistemelor de televiziune în circuit închis este util să se mărească contrastul într-un anumit domeniu al gradațiilor de luminanță (de exemplu, în domeniul tonurilor închise, medii sau deschise), unde sînt situate detaliile care prezintă cel mai mare interes pentru observator. Prin urmare, printr-o redare neliniară a scării de gri se poate îmbunătăți redarea unor detalii de interes dintr-o imagine de televiziune.

În alte aplicații ale sistemelor de televiziune în circuit închis este necesară captarea unor imagini înregistrate pe peliculă fotografică. Complicațiile ce apar se datoresc faptului că în procesul de înregistrare a imaginilor pe peliculă se introduc neliniarități în redarea gradațiilor de luminanță, caracterizate printr-un exponent de contrast care poate avea diferite valori (de la valori subunitare, în cazul în care ima-

Scanned with OKEN Scanner

ginea este înregistrată negativ, la valori supraunitare, apropiate de valoarea unu, în cazul în care imaginea este înregistrată pozitiv). Corectorul de gamma trebuie să compenseze și aceste neliniarități [66].

6.3.4.2. CIRCUITE DE CORECȚIE A DISTORSIUNILOR DE GRADAȚIE

Modificarea formei caracteristicii de gradație a unui sistem de televiziune se realizează prin utilizarea în canalul de amplificare video a unui circuit „corector de gamma". Acest circuit trebuie să prezinte o caracteristică amplitudine-amplitudine de formă exponențială,

$$U_{IE}=kU_{IN}, \tag{6.55}$$

controlabilă. În acest scop circuitele „corectoare de gamma" sînt prevăzute cu reglaje, care modifică, în esență, valoarea exponentului de contrast γ, în general, de la valori subunitare (fig. 6.29, a) pînă la valori supraunitare (fig. 6.29, b).

Caracteristicile amplitudine-amplitudine ideale (v. fig. 6.29) nu pot fi realizate practic, decît în mod aproximativ. Aproximarea se face prin segmente de dreaptă (linii frînte), care unesc un număr de 3—4 puncte ale curbei ideale. O aproximare bună se obține atunci cînd ordonatele acestor puncte sînt echidistante pe axa tensiunilor de ieșire ($\gamma<1$), respectiv, echidistante pe axa tensiunilor de intrare ($\gamma>1$). Panta unu segment de dreaptă corespunde amplificării ce trebuie realizată pe intervalul respectiv.

Circuitul „corector de gamma" se realizează, în general, sub forma unui etaj amplificator, a cărui amplificare trebuie să depindă de nivelul tensiunii de intrare. De exemplu, atît timp cît tensiunea de intrare este mai mică decît U_{IN1}, amplificarea etajului prezintă valoarea :

$$A_0=\frac{U_{IE1}}{U_{IN1}}=\frac{kU_{IN_1}^{\gamma}}{U_{IN1}}=kU_{IN1}^{\gamma-1}. \tag{6.56}$$

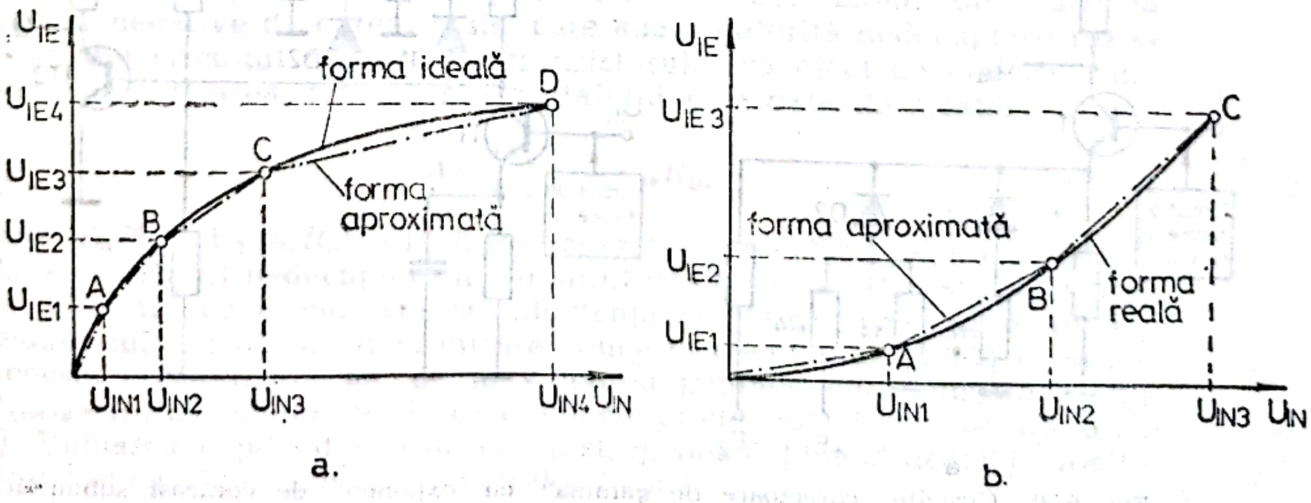


Fig. 6.29. Caracteristicile amplitudine-amplitudine ale unui corector de gamma : *a* — exponent de contrast subunitar ; *b* — exponent de contrast supraunitar.

Scanned with OKEN Scanner

Dacă tensiunea de intrare devine mai mare decît U_{IN1}, dar este mai mică decît U_{IN2}, amplificarea etajului trebuie să se modifice la valoarea:

$$A_1 = \frac{\Delta U_{IE}}{\Delta U_{IN}} = \frac{U_{IE2} - U_{IE1}}{U_{IN2} - U_{IN1}} = k \frac{U_{IN2}^{\gamma} - U_{IN1}^{\gamma}}{U_{IN2} - U_{IN1}}, \qquad (6.57)$$

ş.a.m.d.

Pentru a se realiza o modificare în trepte, funcţie de nivelul tensiunii de intrare, a amplificării etajului amplificator, se folosesc de obicei diode semiconductoare, care se blochează sau se deschid succesiv, pe măsură ce tensiunea de intrare atinge valorile menţionate, U_{IN1}, U_{IN2}, ... Neliniaritatea unei diode semiconductoare, caracterizată printr-o trecere lentă de la conducţie la blocare şi printr-o variaţie a rezistenţei sale interne cu tensiunea de polarizare, are ca efect obţinerea unei caracteristici amplitudine-amplitudine mult mai apropiată de forma ideală (cu erori de aproximare mult mai mici). Panta caracteristicii ampltudine-amplitudine variază aproape continuu. Modificarea în trepte a amplificării unui etaj amplificator se poate obţine şi prin folosirea unor comutatoare de prag (de nivel) realizate cu tranzistoare [67]. Nivelele la care comută tranzistoarele sînt stabilite prin potenţialul continuu fixat în bazele tranzistoarelor. Pentru a se îmbunătăţi comportarea la comutaţie a tranzistoarelor, bazele lor sînt decuplate la înaltă frecvenţă, iar în paralel cu rezistenţele de intrare din emitor sînt conectate capacităţi mici (de ordinul zecilor de picofarazi).

În figura 6.30 se prezintă două variante de circuite „corectoare de gamma", care realizează caracteristici amplitudine-amplitudine cu exponent de contrast subunitar.

În circuitul din figura 6.30, a cîştigul etajului amplificator este determinat de mărimea reacţiei negative de curent serie, care apare dato-

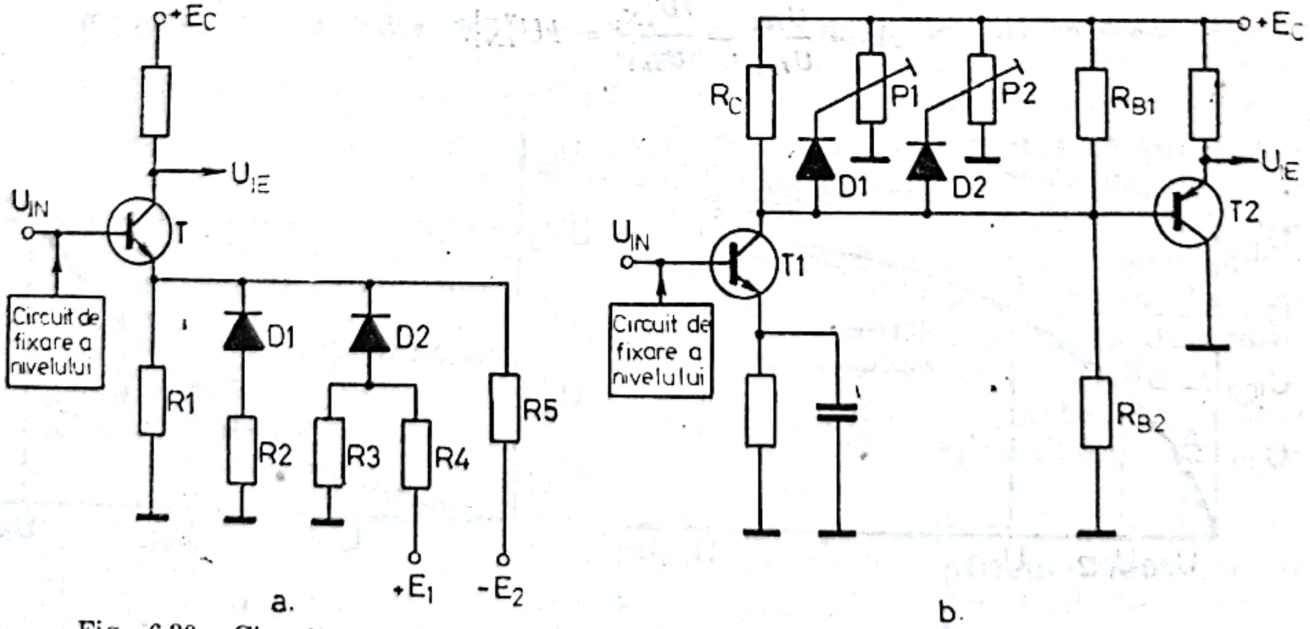


Fig. 6.30. Circuite „corectoare de gamma" cu exponent de contrast subunitar: *a* — amplificarea etajului este funcţie de mărimea rezistenţei din emitorul tranzistorului; *b* — amplificarea etajului este funcţie de mărimea rezistenţei de sarcină.

Scanned with OKEN Scanner

rită nedecuplării cu un condensator a rezistenței din emitorul tranzistorului T. Pe de altă parte, datorită caracteristicilor neliniare ale diodelor D_1 și D_2 din circuitul de corecție, mărimea reacției negative variază în mod neliniar în funcție de valoarea instantanee a semnalului video aplicat pe baza tranzistorului.

În absența semnalului video, circuitele de polarizare formate din R_1, R_5, — E_2 și, respectiv, R_3, R_4, E_1 asigură ca ambele diode să se găsească în stare de conducție, însă polarizate diferit. Ca urmare, rezistența din emitorul tranzistorului este minimă, fiind determinată în principal de rezistențele R_1, R_2 și R_3, puse în paralel. În aceste condiții reacția negativă aplicată etajului este minimă, rezultînd o amplificare maximă. Pe măsură ce nivelul semnalului video crește, cresc rezistențele interne ale diodelor, fapt ce determină o mărire a gradului de reacție negativă aplicat etajului și, în consecință, o scădere a amplificării acestuia. Circuitul de corecție se proiectează în așa fel ca dioda D_1 să se blocheze atunci cînd se atinge la intrare nivelul U_{IN1}, ar dioda D_2 — pentru nivelul U_{IN2} (v. fig. 6.29, a). În momentul în care ambele diode sînt blocate etajul prezintă o amplificare minimă. Pentru realizarea unui circuit „corector de gamma" cu exponent de contrast variabil ar trebui, ca pentru fiecare valoare a exponentului, să se modifice valorile rezistențelor R_2 și R_3.

În circuitul din figura 6.30, b cîștigul etajului amplificator este determinat de mărimea rezistenței din circuitul de colector al tranzistorului T_1. În absența semnalului video, care este de polaritate negativă (v. § 6.3.5), ambele diode fiind blocate, rezistența din colectorul tranzistorului este minimă. Ca urmare, amplificarea etajului realizat cu tranzistorul T_1 este maximă. Pe măsură ce nivelul semnalului video aplicat la intrare atinge valorile pozitive U_{IN1} și U_{IN2}, diodele D_1 și, respectiv, D_2 sînt aduse în stare de conducție, rezultînd o scădere continuă a rezistenței din colectorul tranzistorului și în consecință o scădere a amplificării etajului.

Circuitul „corector de gamma" prezentat în figura 6.31, a realizează o caracteristică amplitudine-amplitudine cu exponent de contrast supraunitar. Cîștigul etajului amplificator este determinat de mărimea reacției negative de curent serie, care apare datorită nedecuplării rezistenței din circuitul de sursă al tranzistorului cu efect de cîmp. Ca urmare, amplificarea de tensiune a etajului este dată de relația:

$$A = \frac{U_{IE}}{U_{IN}} = -g'_m R_D, \tag{6.58}$$

unde $g'_m \simeq g_m(1+g_m R_S)$ este transconductanța efectivă (panta efectivă), R_S — rezistorul nedecuplat din circuitul de sursă, iar R_D este rezistorul din circuitul de drenă. Transconductanța crește pe măsură ce nivelul semnalului video aplicat la intrare aduce în conducție diodele D_1 și D_2. Această creștere are loc de la valoarea minimă, corespunzătoare lui $R_{S,max} = R_1$, adică situației în care ambele diode sînt blocate (v. fig. 6.31, b). Valoarea exponentului de contrast, γ, poate fi modificată în limite restrînse cu ajutorul potențiometrelor P_1 și P_2.

În circuitele „corectoare de gamma" prezentate, prin folosirea unui număr mai mare de diode se poate îmbunătăți precizia de aproximare

Scanned with OKEN Scanner

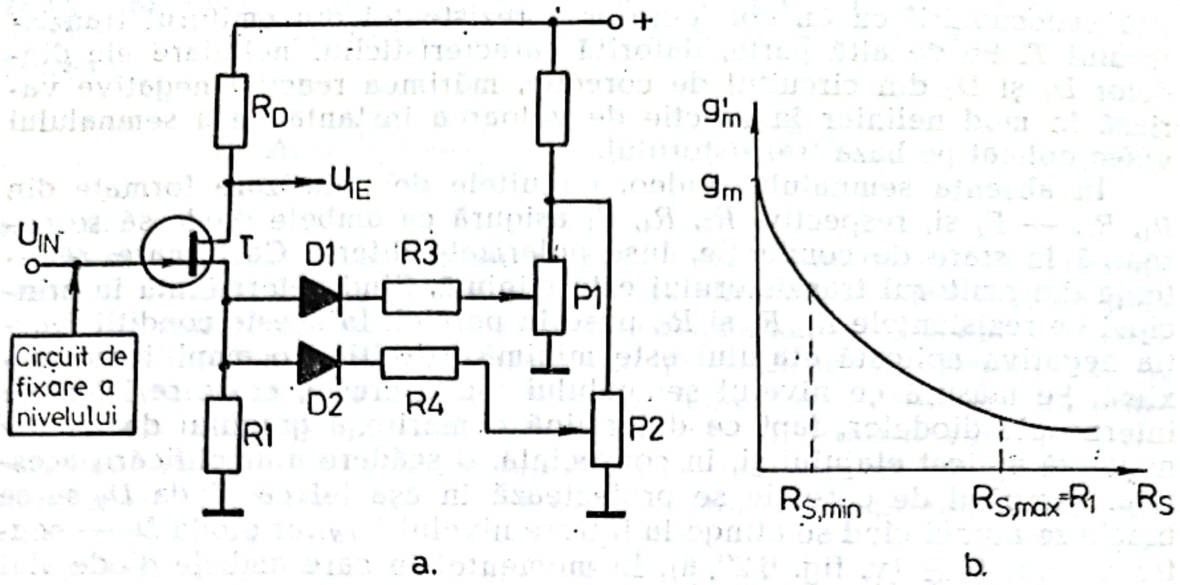


Fig. 6.31. Circuit „corector de gamma" cu exponent de contrast supraunitar: *a* — schema de principiu; *b* — panta dinamică ca o funcție de rezistența din circuitul de sursă.

a caracteristicii amplitudine-amplitudine. Pentru a se asigura plasarea corectă a nivelului semnalului video pe această caracteristică, etajul de amplificare trebuie să primească la intrare semnalul video cu nivelul de stingere fixat. Din acest motiv la intrarea circuitului „corector de gamma" se găsește totdeauna un circuit de fixare comandată a nivelului.

Trebuie menționat că, în cazul circuitului „corector de gamma" cu exponent de contrast subunitar, tensiunile de zgomot suprapuse pe semnalele mici vor fi amplificate mai mult decît cele suprapuse pe semnalele mari, astfel încît la recepție distribuția zgomotului pe scara de gri nu va mai fi uniformă. Zgomotul va fi mult mai vizibil în tonurile închise.

Pentru realizarea unui circuit „corector de gamma" cu exponent de contrast variabil între o valoare minimă, γ_{min}, și o valoare maximă, γ_{max}, se stabilește, de obicei, o combinație liniară între semnalul video supus corecției cu exponent γ_{min} și același semnal supus corecției cu exponent γ_{max}. De exemplu, pentru $\gamma_{max}=1$ această combinație este de forma:

$$U_{IE}=xaU_{IN}+(1-x)U_{IN}^{\gamma_{min}}=U_{IN}^{\gamma}, \qquad (6.59)$$

în care exponentul de contrast γ variază continuu între limitele γ_{min} și 1, atunci cînd coeficientul x se reglează între 0 și 1. Coeficientul a se ajustează în așa fel încît semnalul de ieșire să prezinte o valoare vîrf la vîrf constantă atunci cînd se reglează coeficientul x [7].

În figura 6.32 se prezintă un circuit „corector de gamma" pentru prelucrarea semnalului video de televiziune, care asigură schimbarea destul de rapidă și reproductibilă a distorsiunilor de gradații de luminanță în imaginea redată, într-un domeniu larg de valori prestabilit pentru exponentul de contrast [68]. Acest circuit „corector de gamma" pre-

Scanned with OKEN Scanner

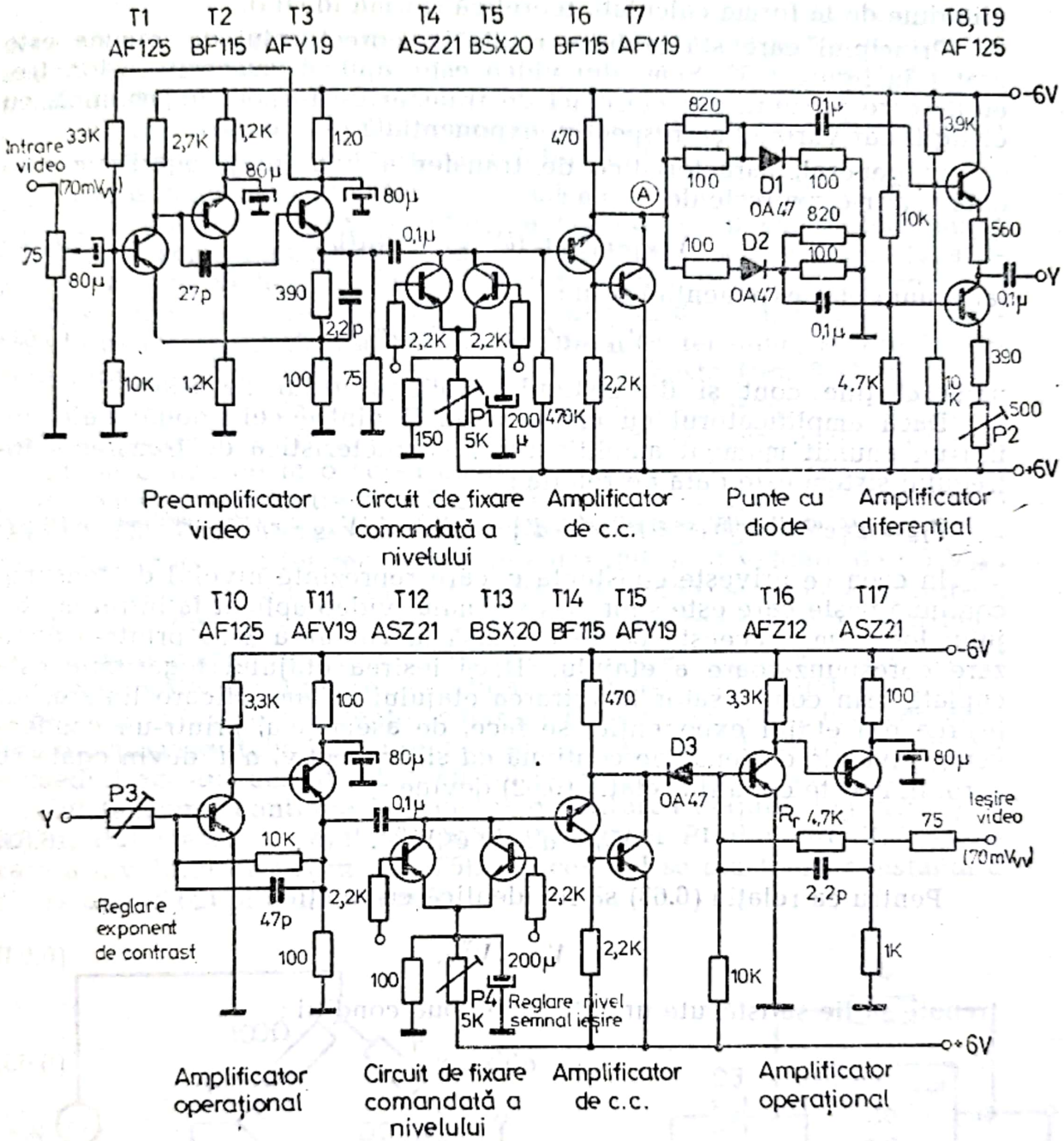


Fig. 6.32. Corector de gamma pentru un domeniu larg de valori ale exponenților de contrast ($\gamma = 0{,}3 \div 4$).

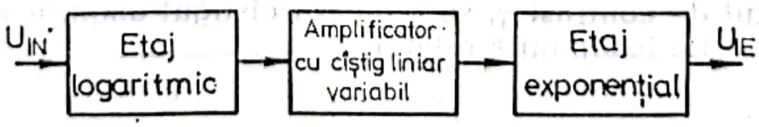


Fig. 6.33. Schema-bloc a corectorului de gamma din figura 6.32.

zintă și avantajul de a asigura, în domeniul de valori 0,3÷4 a exponentului de contrast, o abatere neglijabilă a caracteristicii amplitudine-amplitudine de la forma calculată teoretică (forma ideală).

Principiul care stă la baza realizării corectorului de gamma este arătat în figura 6.33. Semnalul video este aplicat succesiv celor trei etaje, care prezintă caracteristici de transfer de formă : logaritmică, cu cîștig liniar variabil și, respectiv, exponențială.

În general, caracteristica de transfer a unui etaj logaritmic este dată printr-o expresie de forma :

$$V_{IE} = a[\log_e (bV_{IN} + c) + d], \tag{6.60}$$

iar a unui etaj exponențial prin :

$$V_{IE} = a'[e^{b'V_{IN}+c'} + d'], \tag{6.61}$$

unde a' ține cont și de cîștigul amplificatorului de ieșire.

Dacă amplificatorul cu cîștig variabil dintre cele două etaje are într-un anumit moment amplificarea x, caracteristica de transfer a întregului sistem este dată de relația :

$$V_{IE} = a'\{e^{ab'x[\log_e(bV_{IN}+c)+d]+c'} + d'\} = a'd' + a'(bV_{IN} + c)^{ab'x} \cdot e^{ab'dx+c'}. \tag{6.62}$$

În ceea ce privește constanta c, care reprezintă nivelul de tensiune continuă peste care este suprapus semnalul video aplicat la intrarea etajului logaritmic, aceasta poate fi adusă la valoarea zero printr-o polazare corespunzătoare a etajului. Dacă ieșirea etajului logaritmic este cuplată prin condensator la intrarea etajului cu amplificare liniară, iar ieșirea din etajul exponențial se face, de asemenea, printr-un condensator, nivelele de tensiune continuă ad și, respectiv, $a'd'$ devin egale cu zero. În aceste condiții, relația (6.62) devine :

$$V_{IE} = a'b^{ab'x} e^{c'} V_{IN}^{ab'x}. \tag{6.63}$$

Pentru ca relația (6.63) să fie identică cu relația :

$$V_{IE} = V_{IN}^{\gamma}, \tag{6.64}$$

trebuie să fie satisfăcute următoarele două condiții :

$$ab'x = \gamma \tag{6.65}$$

și

$$a'b^{ab'x} e^{c'} = 1. \tag{6.66}$$

Întrucît mărimile a și b' sînt stabilite prin proiectarea celor două etaje, logaritmic și exponențial, pentru a se obține valoarea dorită pentru exponentul de contrast γ, se reglează cîștigul amplificatorului liniar în așa fel ca să fie îndeplinită relația :

$$x = \gamma/ab'. \tag{6.67}$$

Prin urmare, prin reglarea cîștigului amplificatorului liniar se asigură varierea continuă a exponentului de contrast.

Scanned with OKEN Scanner

Condiția (6.66) poate fi scrisă și sub forma :

$$c' = \log_e (1/a'b^{\gamma}), \tag{6.68}$$

ceea ce arată că nivelul de tensiune continuă impus semnalului video aplicat la intrarea etajului exponențial este o funcție de valoarea exponentului de contrast, γ. Prin urmare, valoarea nivelului de tensiune continuă la intrarea etajului exponențial trebuie să fie reglată pentru fiecare valoare a lui γ, conform cu relația (6.68).

Pentru realizarea etajelor logaritmice și exponențiale se folosește porțiunea aproximativ exponențială a caracteristicii curent-tensiune a unei diode semiconductoare. Astfel, în principiu, pentru etajul logaritmic se are în vedere tensiunea de formă logaritmică ce apare pe o diodă semiconductoare acționată în curent (fig. 6.34, a), în timp ce pentru etajul exponențial, dioda fiind acționată în tensiune, se are în vedere forma exponențială a curentului prin aceasta (fig. 6.34, b).

În cele ce urmează se descrie funcționarea circuitului „corector de gamma" prezentat în figura 6.32. Semnalul video, ce urmează să fie prelucrat, se aplică de la o sursă cu impedanța internă de 75 Ω, printr-un potențiometru neinductiv de 75 Ω, la intrarea preamplificatorului video ($T1$, $T2$, $T3$). Prin intermediul potențiometrului se reglează amplitudinea semnalului video la ieșirea preamplificatorului, la o valoare de 0,7 V_{vv}. De la ieșirea preamplificatorului, semnalul video se aplică printr-un amplificator de curent continuu ($T6$, $T7$) la intrarea etajului logaritmic.

Întrucît amplificatorul de curent continuu este prevăzut cu reacție negativă totală, amplificarea acestuia este constantă și egală cu unu în întreg domeniul de frecvențe (chiar în curent continuu), ceea ce conferă o acționare stabilă în curent continuu a etajului logaritmic. Prin intermediul acestui amplificator, cu rol de etaj de separare, se stabilește nivelul tensiunii continue în punctul A (intrarea etajului logaritmic) la potențialul mesei, cu ajutorul potențiometrului $P1$ din circuitul de fixare a nivelului de negru ($T4$, $T5$). În acest fel se ajustează constanta c din relația (6.62) la valoarea zero.

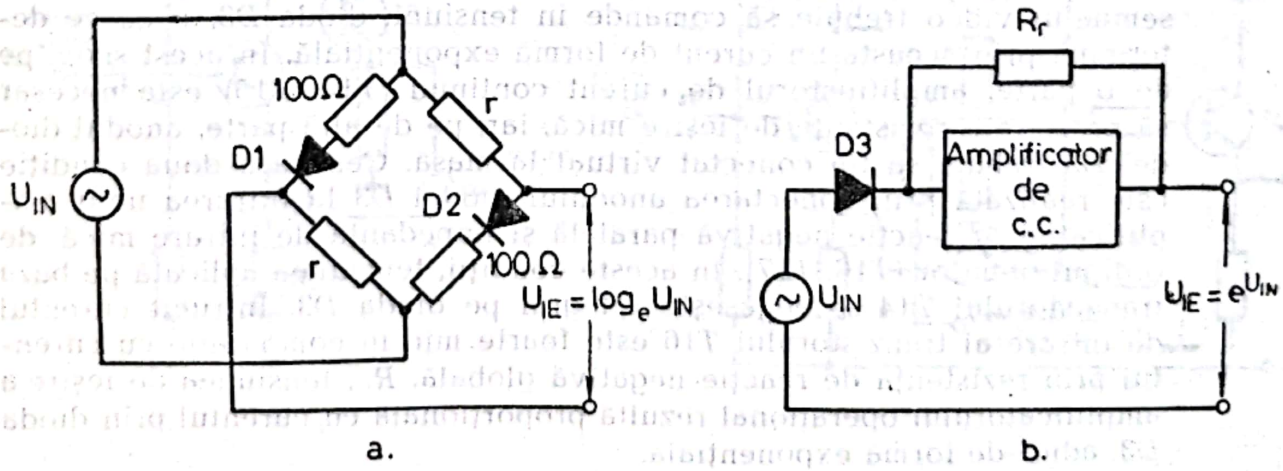


Fig. 6.34. Circuite de bază pentru etajul logaritmic și etajul exponențial : *a* — circuit logaritmic cu punte cu diode ; *b* — circuit exponențial cu diodă acționată în tensiune de către amplificatorul de curent continuu.

Scanned with OKEN Scanner

Etajul logaritmic este realizat sub forma unei punți, cu diodele *D*1, *D*2. Valoarea optimă a rezistențelor *r* (v. fig. 6.34, a), pentru care caracteristica de transfer a punții prezintă cea mai bună formă logaritmică, este de aproximativ 90 Ω. Deoarece nici una din ieșirile punții nu este legată la masă se impune folosirea unui amplificator diferențial la ieșirea etajului logaritmic. Amplificatorul diferențial de tip cascodă (*T*8, *T*9) utilizat este prevăzut cu reacție negativă, ceea ce asigură o impedanță de intrare mare, o impedanță de ieșire mică și o stabilitate bună pentru regimul de curent continuu. Cu potențiometrul *P*2 se echilibrează amplificatorul diferențial.

Etajul cu amplificare liniar variabilă, care permite reglarea valorii exponentului de contrast γ, constă dintr-un amplificator cu două etaje (*T*10, *T*11) prevăzut cu o reacție negativă puternică de tip paralel. Cu alte cuvinte, etajul cu amplificare liniar variabilă este de fapt un amplificator operațional. Amplificarea dorită (x) și, prin urmare, exponentul de contrast al sistemului se stabilește prin alegerea potrivită a valorii lui *P*3. Acest lucru se realizează prin comutarea unui șir de rezistoare de valori fixe (de la 9,2 kΩ în sus). Ieșirea etajului logaritmic este cuplată prin condensator la intrarea etajului cu amplificare variabilă pentru a se realiza constanta *ad*, din relația (6.62), egală cu zero.

Pentru comanda de tensiune a etajului exponențial se folosește, de asemenea, un amplificator de curent continuu (*T*14, *T*15), ca și în cazul etajului logaritmic. Cu ajutorul potențiometrului *P*4 din cel de-al doilea circuit de fixare a nivelului (*T*12, *T*13) se reglează nivelul de tensiune continuă impus semnalului video aplicat la intrarea etajului exponențial, adică amplificarea totală a circuitului „corector de gamma". În acest fel se stabilește valoarea lui c' pentru a se îndeplini condiția (6.68). Cu alte cuvinte, pentru fiecare valoare a lui γ, stabilită prin alegerea valorii lui *P*3, se reglează valoarea lui *P*4 pentru a se obține un semnal de ieșire cu amplitudinea vîrf la vîrf impusă.

Pentru a se obține o tensiune de formă exponențială (caracteristică antilogaritmică), după cum se arată în circuitul din figura 6.34, b, semnalul video trebuie să comande în tensiune dioda *D*3, ceea ce determină prin aceasta un curent de formă exponențială. În acest scop, pe de o parte, amplificatorul de curent continuu (*T*14, *T*15) este necesar să prezinte o rezistență de ieșire mică, iar, pe de altă parte, anodul diodei *D*3 trebuie să fie conectat virtual la masă. Cea de a doua condiție este realizată prin conectarea anodului diodei *D*3 la intrarea unui amplificator cu reacție negativă paralelă și impedanță de intrare mică, de ordinul ohmilor (*T*16, *T*17). În aceste condiții, tensiunea aplicată pe baza tranzistorului *T*14 se regăsește integral pe dioda *D*3. Întrucît curentul de intrare al tranzistorului *T*16 este foarte mic în comparație cu curentul prin rezistența de reacție negativă globală, R_r, tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional rezultă proporțională cu curentul prin dioda *D*3, adică de formă exponențială.

Impedanța de ieșire a amplificatorului operațional este de aproximativ 4 Ω, fiind potrivită pentru comanda unei sarcini de 150 Ω.

Scanned with OKEN Scanner

6.3.5. INVERSAREA POLARITĂȚII SEMNALULUI VIDEO

În mod normal, semnalul video complex furnizat de o cameră de televiziune este de polaritate pozitivă, adică saltul de la negru la alb este pozitiv. În unele aplicații ale sistemelor TVCI, de exemplu la redarea unor imagini înregistrate pe peliculă fotografică, este de dorit să existe posibilitatea inversării prin telecomandă a polarității semnalului video. În acest fel este posibil să se urmărească o imagine înregistrată negativ pe peliculă, ca și cum ea ar fi înregistrată pozitiv.

În figura 6.35 sînt date două circuite pentru inversarea polarității semnalului video. Elementul esențial al acestor circuite este etajul defazor (cu sarcină și în colector și în emitor) realizat cu tranzistorul T_1. Acest etaj furnizează la cele două ieșiri un semnal video cu polaritate pozitivă, respectiv negativă. Rezistența R_C este reglabilă pentru a se asigura ca cele două semnale, opuse ca polaritate, să aibe aceeași amplitudine. Diferența dintre cele două montaje este determinată de felul în care se realizează comanda inversării polarității. În circuitul din figura 6.35, *a* se folosește în acest scop un releu, al cărui contact este *K*, iar în circuitul din figura 6.35, *b* — un comutator electronic, realizat cu tranzistoarele T_2 și T_3. Prin aplicarea unei tensiuni de comandă pozitivă sau negativă, unul din cele două tranzistoare este adus în stare de conducție la saturație și ca urmare semnalul video cu polaritatea dorită se transmite la ieșire prin repetorul pe emitor T_4.

Este, desigur, necesar să se realizeze schimbarea polarității semnalului video înainte de a se adăuga acestuia impulsurile de stingere și de sincronizare, deoarece acestea trebuie să prezinte o polaritate negativă indiferent de polaritatea semnalului video.

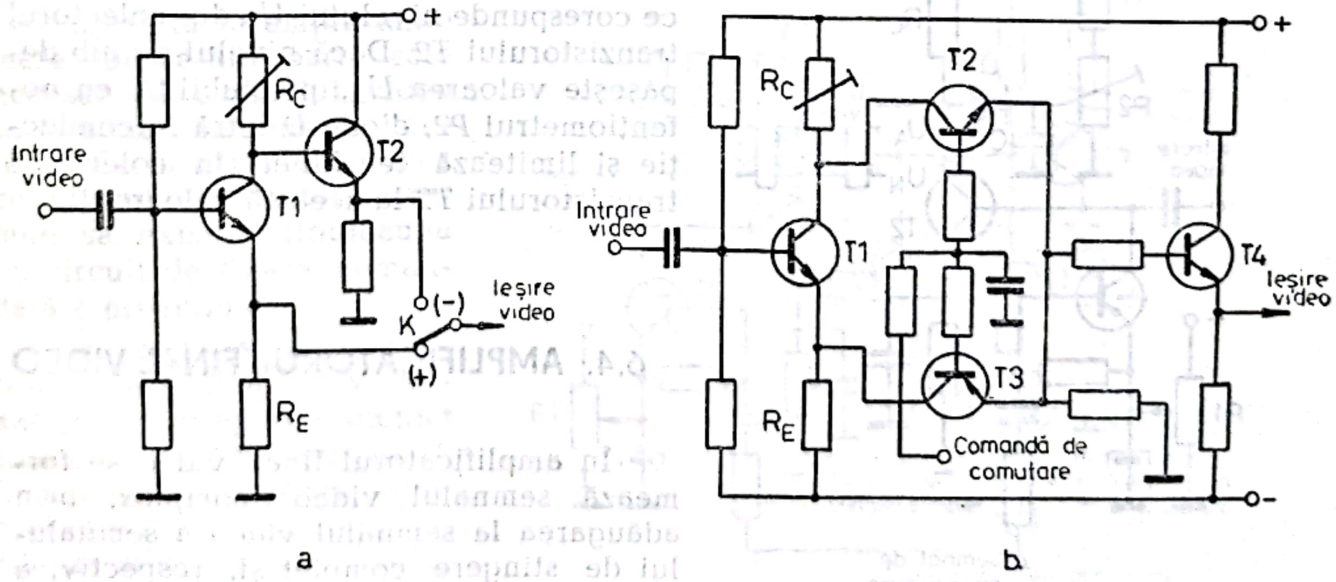


Fig. 6.35. Circuite pentru inversarea polarității semnalului video: *a* — comanda inversării polarității cu releu; *b* — comanda inversării polarității cu comutator electronic.

6.3.6. LIMITAREA NIVELULUI DE ALB DIN SEMNALUL VIDEO

Elementele de luminanță foarte mare din imaginea captată dau naștere în semnalul video la vîrfuri de alb, care pot depăși cu mult nivelul semnalelor obținute în mod obișnuit la ieșire. Întrucît tubul cinescop nu poate reda aceste nivele de luminanță (v. § 6.3.4.1.), este neeconomic să se realizeze un canal video capabil să transmită asemenea vîrfuri de semnal. Mai mult, aceste vîrfuri de semnal ar perturba procesul de modulare a unei purtătoare de foarte înaltă frecvență cu semnalul video complex.

Circuitul de limitare a nivelului de alb asigură ca deviația pozitivă a semnalului video să nu depășească un nivel prestabilit. Cu alte cuvinte, acest circuit asigură un nivel limită pentru alb în semnalul transmis. Pentru o funcționare corectă a circuitului de limitare a nivelului de alb este necesar ca acesta să primească la intrare un semnal video cu componenta continuă restabilită.

În figura 6.36 se prezintă un circuit de limitare a nivelului de alb din semnalul video. Circuitul de fixare a nivelului de stingere realizat cu tranzistorul $T1$ restabilește componenta continuă a semnalului video aplicat pe baza tranzistorului $T2$. Potențiometrul $P1$ reglează nivelul tensiunii continue pe care se fixează impulsurile de stingere în baza, respectiv, în colectorul tranzistorului $T2$. În acest fel, cu ajutorul potențiometrului $P1$ se stabilește nivelul de negru, U_N din semnalul video.

Circuitul de limitare a nivelului de alb este format din divizorul de tensiune reglabil R, $P2$, C și dioda D. Potențiometrul $P2$ este în așa fel reglat încît dioda D este blocată atîta timp cît semnalul video complex de la ieșirea amplificatorului final video are o amplitudine mai mică decît 1,4 V_{vv}, ceea ce corespunde nivelului U_A din colectorul tranzistorului $T2$. Dacă nivelul de alb depășește valoarea U_A, prestabilită cu potențiometrul $P2$, dioda D intră în conducție și limitează tensiunea în colectorul tranzistorului $T2$ la această valoare.

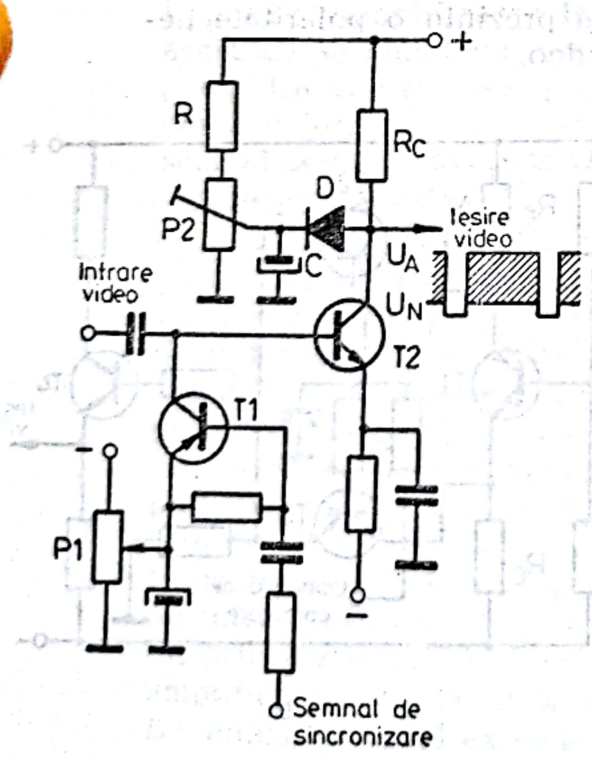


Fig. 6.36. Circuit de limitare a nivelului de alb din semnalul video.

6.4. AMPLIFICATORUL FINAL VIDEO

În amplificatorul final video se formează semnalul video complex, prin adăugarea la semnalul video a semnalului de stingere complet și, respectiv, a semnalului complex de sincronizare. Pentru a se asigura adaptarea ieșirii amplificatorului final video la impedanța carac-

Scanned with OKEN Scanner

teristică de 75 ohmi a cablurilor coaxiale, etajul de ieşire al amplificatorului final este un etaj repetor pe emitor. Amplitudinea semnalului video complex furnizat de o cameră de televiziune este de 1 V_{vv} /75 ohmi.

6.4.1. ADĂUGAREA SEMNALULUI DE STINGERE COMPLET

Semnalul video furnizat de un tub analizor de imagine conţine o referinţă de nivel de negru (sub forma unui impuls) pe durata întoarcerii fasciculului de explorare, ca urmare a blocării acestuia cu ajutorul unor impulsuri, provenite din impulsurile de sincronizare. Acest nivel de referinţă, utilizat în camerele de televiziune pentru restabilirea componentei continue a semnalului video, nu poate servi ca impuls de stingere în semnalul video complex furnizat de cameră, deoarece este afectat de perturbaţii în timpul procesului de explorare. Mai mult, este necesară înlăturarea porţiunii din semnalul video de la sfîrşitul cursei directe active, afectată de perturbaţii, datorită procesului tranzitoriu ce ia naştere în timpul blocării tubului analizor de imagine.

Din aceste motive, se impune introducerea în semnalul video a unor impulsuri de stingere standardizate, cu durată mai mare decît durata impulsurilor care au comandat iniţial blocarea tubului analizor de imagine. Printr-o limitare corespunzătoare se elimină impulsul de stingere afectat de perturbaţii, care apare suprapus peste impulsul de stingere standardizat.

Pentru ca operaţia de limitare să se realizeze în mod corespunzător trebuie îndeplinite două condiţii : pe de o parte, impulsurile de stingere trebuie să prezinte o amplitudine suficient de mare la intrarea circuitului de limitare, ceea ce impune ca introducerea lor să se facă în ultimele etaje ale canalului video, unde semnalul video prezintă o amplitudine mare ; pe de altă parte, este necesar ca semnalul video să conţină componenta continuă. Ca urmare, la intrarea circuitului de limitare, trebuie să existe întotdeauna un circuit de fixare comandată a nivelului.

Un circuit simplu de introducere şi limitare a semnalului de stingere complet este prezentat în figura 6.37. Semnalul de stingere complet este format din impulsurile de stingere pe orizontală şi pe verticală, în succesiunea lor în timp. Întrucît tranzistoarele $T2$ şi $T3$ au re-

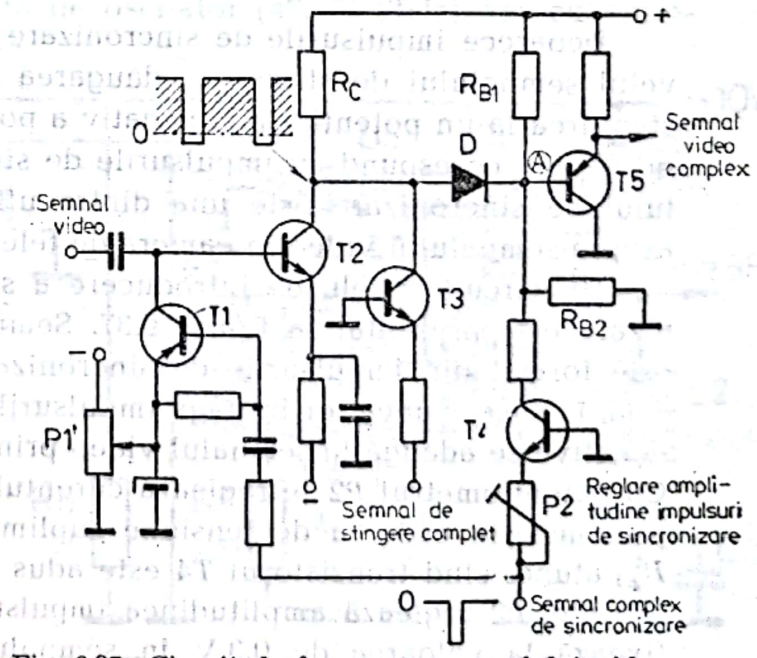


Fig. 6.37. Circuit de formare a semnalului video complex.

Scanned with OKEN Scanner

zistența de sarcină R_C, comună, semnalul de stingere cu polaritatea negativă, aplicat în emitorul lui $T3$, se adaugă la semnalul video amplificat și inversat de $T2$.

Prin alegerea corespunzătoare a regimului de funcționare al tranzistorului $T2$, se poate asigura ca dioda D să conducă în intervalele de timp dintre impulsurile de stingere și să fie blocată pe durata acestora. Acest regim de funcționare se stabilește cu ajutorul potențiometrului $P1$, care reglează nivelul tensiunii continue pe care se fixează impulsurile de stingere în baza, respectiv, în colectorul tranzistorului $T2$.

Prin urmare, pe durata semnalului de stingere, cînd dioda D este blocată, nivelul de stingere din semnalul video complex este fixat de divizorul de tensiune R_{B1}, R_{B2} din baza tranzistorului $T5$. În acest fel se realizează o protecție la zgomote a amplificatorului final pe durata impulsurilor de stingere.

La terminarea impulsului de stingere, datorită blocării tranzistorului $T3$, dioda D este adusă în stare de conducție. Cu ajutorul potențiometrului $P1$ se reglează amplitudinea impulsurilor de stingere din semnalul video obținut în punctul A, în așa fel ca spațiul de gardă, realizat între nivelul impulsurilor de stingere și nivelul de negru din semnalul video complex furnizat de camera de televiziune, să prezinte amplitudinea de 50 mV. Acest lucru este posibil prin faptul că potențiometrul $P1$ reglează practic nivelul de negru din semnalul video (v. § 6.3.6).

6.4.2. ADĂUGAREA SEMNALULUI COMPLEX DE SINCRONIZARE

Deoarece impulsurile de sincronizare sînt negative în raport cu nivelul semnalului de stingere, adăugarea lor se realizează simplu, prin stabilirea la un potențial mai negativ a porțiunilor din semnalul de stingere, care corespund cu impulsurile de sincronizare. Adăugarea semnalului de sincronizare este una dintre ultimele operații ce se execută asupra semnalului video în camera de televiziune.

Un circuit simplu de introducere a semnalului complex de sincronizare este prezentat în figura 6.37. Semnalul complex de sincronizare este format din impulsurile de sincronizare pe orizontală și pe verticală, în succesiunea lor în timp. Impulsurile de sincronizare cu polaritate negativă se adaugă la semnalul video prin intermediul tranzistorului $T4$. Cu potențiometrul $P2$ se reglează curentul absorbit de tranzistorul $T4$ și prin aceasta căderea de tensiune suplimentară ce apare pe rezistorul R_{B1} atunci cînd tranzistorul $T4$ este adus în stare de conducție. Cu alte cuvinte, $P2$ reglează amplitudinea impulsurilor de sincronizare, care se fixează la valoarea de 0,3 V în semnalul video complex furnizat de camera de televiziune.

Scanned with OKEN Scanner

6.5. MODULATORUL DE RF

Echiparea unei camere de televiziune cu un modulator de RF permite utilizarea în locul monitorului de televiziune a unui receptor de televiziune obișnuit. Modulatorul de RF constă dintr-un oscilator, care generează oscilația purtătoare de foarte înaltă frecvență (de obicei, frecvența corespunzătoare canalelor 1 sau 2 din televiziunea radiodifuzată) și un etaj amplificator-modulator de mică putere, în care oscilația purtătoare este modulată în amplitudine cu semnalul video complex primit de la etajul de ieșire al amplificatorului video.

În figura 6.38 se prezintă schema modulatorului de RF din camera de televiziune „Videolux-1" ITV11-11/F, G [17]. Oscilatorul de foarte înaltă frecvență, realizat cu tranzistorul $T1$, este un montaj cu baza la masă. Reacția pozitivă este asigurată prin divizorul capacitiv $C5$, $C2$. Etajul modulator este realizat cu diodele $D1, \ldots, D4$. Cu ajutorul potențiometrului $P1$ se poate regla gradul de modulație. În acest scop se modifică componenta continuă a curentului prin diode și prin aceasta rezistența lor dinamică. Transmiterea semnalului de foarte înaltă frecvență, modulat în amplitudine cu semnalul video, complex, spre receptorul de televiziune se asigură printr-un cablu coaxial de 75 ohmi.

Schema modulatorului de RF din camera de televiziune „Tehnoton" tip K2b [18], prezentată în figura 6.39, constă din oscilatorul de foarte înaltă frecvență cu cuarț, realizat cu tranzistorul cu efect de cîmp $T1$ în montajul cu sursa la masă și cristalul Q1. Etajul modulator este realizat cu tranzistorul $T2$. Sarcina etajului modulator este formată dintr-un filtru de bandă. Cu ajutorul trimerilor $C6$ și $C8$ se reglează frecvența de acord a circuitelor acordate, $C6$, $L3$ și respectiv $C8$, $I4$, $C9$, $C10$, pe frecvența purtătoarei furnizată de oscilator (49, 75 MHz), iar cu ajuto-

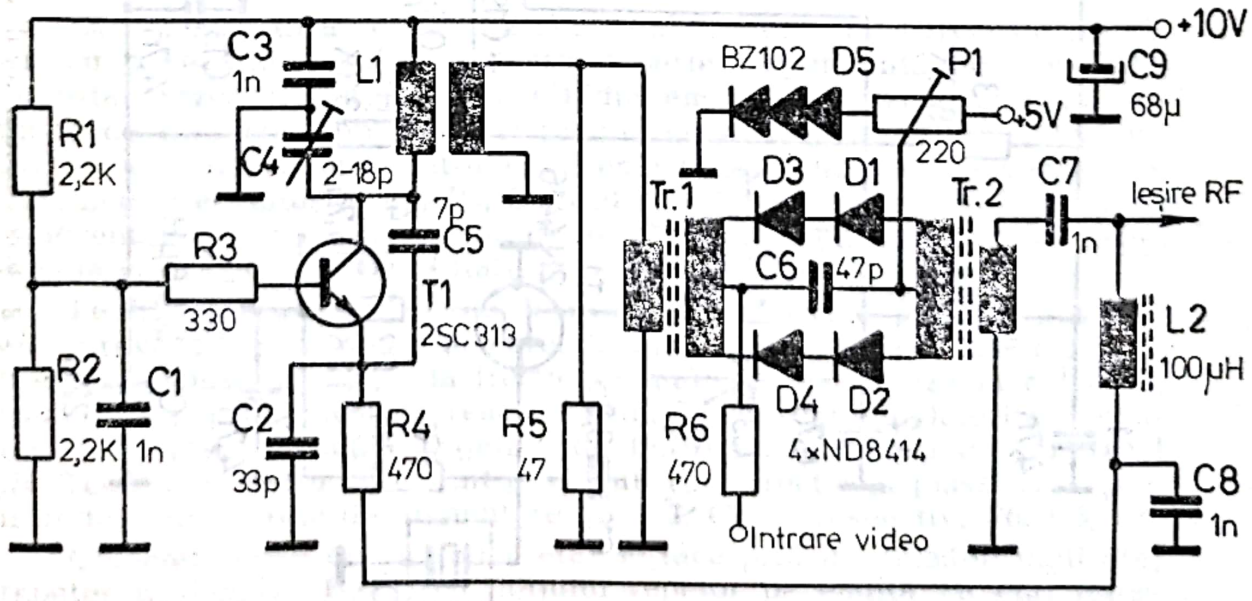


Fig. 6.38. Modulatorul de RF din camera de televiziune „Videolux-1", ITV11-11/F, G.

Scanned with OKEN Scanner

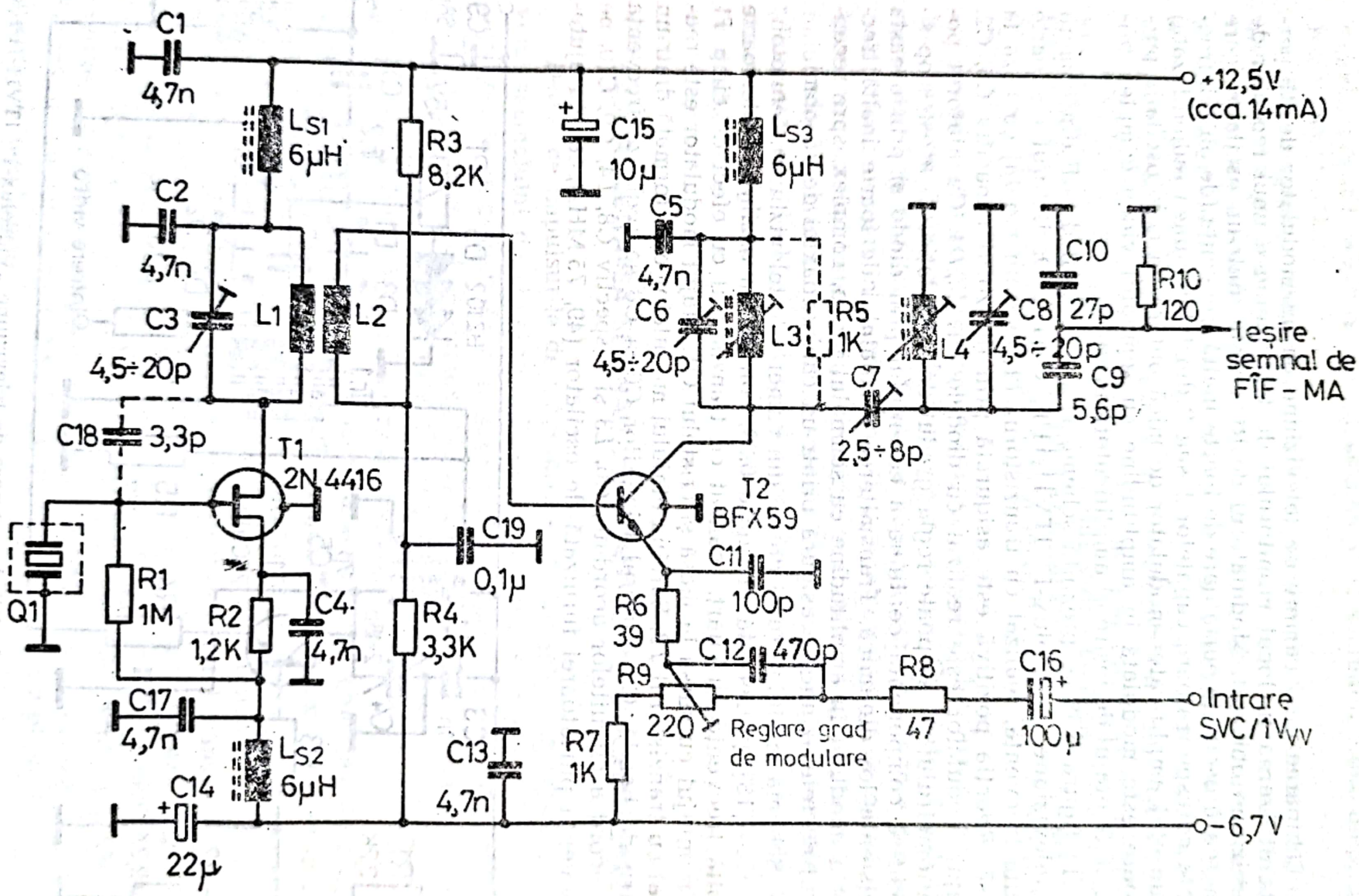


Fig. 6.39. Modulatorul de RF din camera de televiziune „Tehnoton" tip K2b.

Scanned with OKEN Scanner

rul trimerului $C7$ se reglează lățimea de bandă a filtrului (6 MHz/-2dB). Prin intermediul rezistenței ajustabile $R9$ se reglează gradul de modulație la cel mult 90%.

6.6. SCHEME PRACTICE PENTRU CANALUL DE AMPLIFICARE VIDEO DIN CAMERELE DE TELEVIZIUNE

Schema de principiu a amplificatorului video din camera de televiziune „Videolux-1" ITV11-11/F, G [17] este prezentată în figura 6.40. Semnalul video de la ieșirea tubului vidicon se aplică prin condensatorul de separare $C1$ la intrarea preamplificatorului video, care este realizat cu tranzistoarele $T1 \div T4$. Preamplificatorul video asigură cea mai mare parte a amplificării ($A_u \cong 40$), avînd ca sarcină principală obținerea unui raport semnal/zgomot cît mai bun și a unei amplificări uniforme în întregul spectru de frecvențe al semnalului video.

Pentru îndeplinirea acestor deziderate, etajul de intrare este realizat cu un tranzistor cu efect de cîmp de tip TEC-J, care se caracterizează prin zgomot redus, capacitate de intrare mică și impedanță de intrare foarte mare. Prezența reacției negative locale, datorită nedecuplării rezistorului $R2$, asigură obținerea unei conductanțe mutuale și a unei amplificări mult mai puțin dependente de amplitudinea semnalului sau de dispersia de fabricație a tranzistorului. De asemenea, se pot obține la ieșire semnale nedistorsionate de amplitudine mai mare.

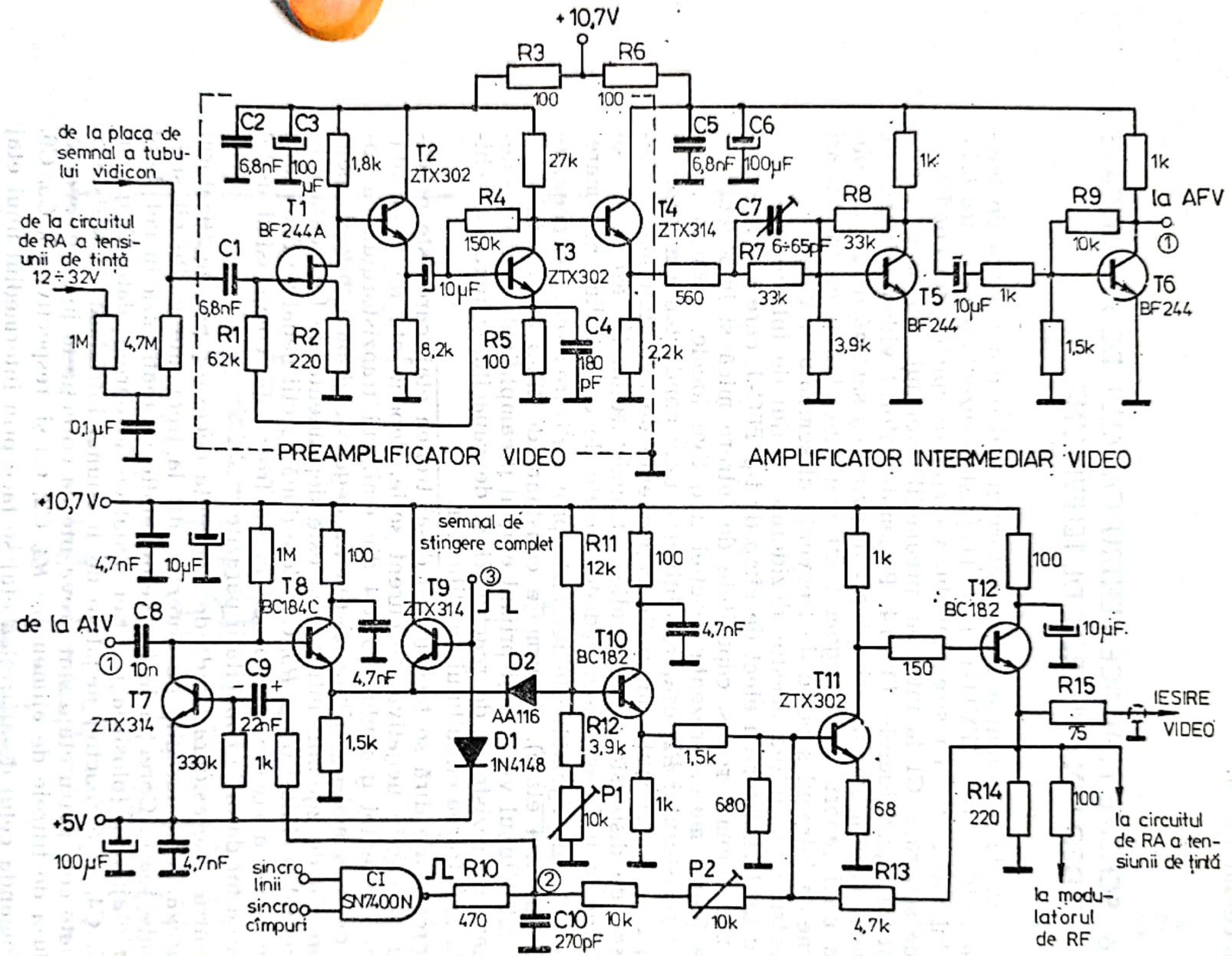
Corecția de zgomot este realizată prin utilizarea reacției negative globale (pe trei etaje). Ca urmare constanta de timp a circuitului de cuplaj între tubul vidicon și primul etaj al preamplificatorului este determinată de rezistența de reacție $R1$ și de capacitatea parazită echivalentă la intrarea circuitului amplificator.

Corecția de dîră se face în cel de-al treilea etaj, care este prevăzut cu o reacție negativă de curent serie, dependentă de frecvență, datorită prezenței grupului $R5$, $C4$ din emitorul tranzistorului. La corecția de dîră mai contribuie și reacția negativă globală, folosită pentru corecția de zgomot, întrucît ea este dependentă de frecvență prin intermediul aceluiași grup, $R5$, $C4$. Cele două reacții negative determină o accentuare a componentelor de înaltă frecvență, compensînd astfel atenuarea lor datorită capacității parazite.

Pentru a se asigura banda de frecvență necesară, preamplificatorul este prevăzut cu circuite de corecție atît la frecvențe înalte cît și la frecvențe joase. Corecția la frecvențe înalte se realizează în cel de-al treilea etaj, prin folosirea reacției negative de curent, datorită grupului $R5$, $C4$, și a reacției negative de tensiune, introdusă de rezistorul $R4$. Toate cele patru etaje sînt prevăzute cu corecție la joasă frecvență, introdusă de filtrele de alimentare $R3$, $C2$, $C3$ și, respectiv, $R6$, $C5$, $C6$.

Comanda celui de-al treilea etaj se face prin intermediul unui etaj repetor pe emitor. Folosirea etajului repetor pe emitor ca etaj intermediar, permite realizarea mai ușoară a corecției de frecvență de bandă

Scanned with OKEN Scanner



AMPLIFICATOR FINAL VIDEO CU CIRCUIT DE FIXARE COMANDATĂ A NIVELULUI

Fig. 6.40. Amplificatorul video din camera de televiziune „Videolux-1" ITV11-11/F, G.

Scanned with OKEN Scanner

largă, prin faptul că reduce capacitatea care şuntează sarcina din colectorul etajului precedent, întrucît capacitatea de intrare a etajului repetor pe emitor este mult mai mică. Pe de altă parte, prezenţa impedanţei de ieşire de valoare mică la intrarea etajului următor măreşte stabilitatea acestuia din urmă, micşorînd pericolul de oscilaţie a preamplificatorului. Din acelaşi motiv, comanda amplificatorului intermediar video se face, de asemenea, prin intermediul unui etaj repetor pe emitor.

Cuplajul între preamplificator şi amplificatorul intermediar video se realizează printr-un divizor de tensiune dependent de frecvenţă. Cu ajutorul condensatorului ajustabil din grupul *R7*, *C7* se reglează cu precizie corecţia de dîră, adică se corectează în mod corespunzător distorsiunile de fază şi frecvenţă introduse de circuitul de cuplaj dintre tubul vidicon şi preamplificator. Amplificatorul intermediar video este realizat din două etaje amplificatoare (*T5*, *T6*) prevăzute cu reacţie negativă puternică (*R8*, *R9*). Amplificarea obţinută cu amplificatorul intermediar este relativ mică ($A_u \cong 5$), în schimb asigurarea unor caracteristici de fază-frecvenţă şi amplitudine-frecvenţă corecte duce la obţinerea unei definiţii bune şi a unor tranziţii alb-negru clare în imagine.

De la ieşirea amplificatorului intermediar (ieşire de impedanţă mică) semnalul video se aplică la intrarea 1 a amplificatorului final video. Întrucît în acest amplificator se formează semnalul video complex, el primeşte la intrările 2 şi 3 semnalul complex de sincronizare şi, respectiv, semnalul de stingere complet.

Amplificatorul final video are prevăzut la intrare un circuit de fixare comandată a nivelului, realizat cu tranzistorul *T7* şi condensatorul C8. Comandat cu semnalul complex de sincronizare, tranzistorul T7 este adus la saturaţie pe durata impulsurilor de sincronizare, ceea ce determină ca impulsurile de stingere din semnalul video să fie fixate pe potenţialul de +5 V. Între impulsurile de comandă tranzistorul *T7* se găseşte în stare blocată, cu toate că potenţialul din colectorul său este mai mic decît +5 V. Datorită tensiunii care se stabileşte la bornele condensatorului *C9* pe durata cît tranzistorul conduce, joncţiunea colector-bază este tot timpul polarizată în sens invers.

Pe de altă parte, pe durata impulsurilor de stingere, care se aduc la intrarea 3 a amplificatorului final, potenţialul din emitorul tranzistorului *T8* este ridicat cu ajutorul tranzistorului *T9*, la un nivel impus de dioda *D1* şi sursa de referinţă de +5 V. În acest mod, pe durata impulsurilor de stingere tranzistorul *T8* din etajul separator şi dioda *D2* sînt blocate. Ca urmare, nivelul de stingere din semnalul video complex este fixat cu ajutorul divizorului de tensiune *R11*, *R12*, *P1*. Prin intermediul potenţiometrului *P1* se reglează amplitudinea impulsurilor de stingere, adică se realizează spaţiul de gardă dintre nivelul de negru şi nivelul de stingere. Acest mod de introducere a impulsurilor de stingere în semnalul video, are avantajul de a realiza şi o protecţie la zgomot a amplificatorului final video pe durata impulsurilor de stingere.

Etajul repetor pe emitor (*T10*) comandă etajul final video, realizat sub forma unui amplificator (*T11*, *T12*) prevăzut cu o reacţie negativă puternică de tip paralel (*R13*). Semnalul complex de sincronizare, a cărui amplitudine poate fi reglată cu ajutorul potenţiometrului *P2*, este

Scanned with OKEN Scanner

adăugat la semnalul video în circuitul de intrare al tranzistorului $T11$. Fronturile impulsurilor de sincronizare, obținute la ieșirea circuitului *ȘI—NU* (CI), sînt formate în prealabil de către grupul $R10$, $C10$ (conform standardului de televiziune). În caz contrar, aceste fronturi produc supracreșteri din cauză că banda de frecvențe a amplificatorului video este limitată.

Impedanța de ieșire de 75 Ω este asigurată de amplificatorul final video cu ajutorul etajului repetor pe emitor realizat cu tranzistorul $T12$ și rezistorul $R15$. În emitorul tranzistorului $T12$ este conectat și rezistorul $R14$, cu scopul de a asigura funcționarea corectă a etajului final video, cînd ieșirea amplificatorului final se găsește în gol.

În figura 6.41 se prezintă schema electrică a amplificatorului video din camera de televiziune „Tehnoton" tip K2b [18]. Preamplificatorul video este format dintr-un etaj în montaj-cascodă (T_1, T_2) și un etaj repetor pe emitor (T_3). Etajul în montaj-cascodă asigură o impedanță de intrare mare în preamplificator, o amplificare de tensiune de valoare mai mare și o mărire a benzii de frecvențe. El este realizat cu tranzistorul cu efect de cîmp $T1$ în conexiunea cu sursa la masă și tranzistorul bipolar $T2$ în conexiunea cu baza la masă. Folosirea etajului repetor pe emitor permite realizarea mai ușoară a corecției de frecvență de bandă largă, prin faptul că reduce capacitatea care suntează sarcina etajului în montaj-cascodă. Pe de altă parte, asigură adaptarea de impedanță cu etajul următor din amplificatorul video. Pentru realizarea performanțelor optime, din punctul de vedere al zgomotului, s-a introdus o reacție negativă globală prin condensatorul $C6$.

Alimentarea preamplificatorului video se face de la două tensiuni, o tensiune continuă fixă și o tensiune continuă variabilă, care urmărește variațiile de amplitudine ale semnalului de imagine, adică variațiile nivelului iluminării scenei captate. Tensiunea variabilă poartă numele de tensiune de placă, U_{pl}, deoarece se aplică prin rezistoarele $R7$, $R5$ și $R3$ plăcii de semnal a tubului vidicon. În acest fel se realizează reglajul automat al sensibilității tubului vidicon, adică reglajul automat al nivelului semnalului video complex la variația nivelului de iluminare a scenei captate. La un nivel scăzut al iluminării, tensiunea de reglaj automat al sensibilității (*RAS*) crește, determinînd creșterea valorii tensiunii de placă și deci creșterea amplitudinii semnalului video. La un nivel ridicat al iluminării, valoarea tensiunii de placă scade, determinînd scăderea amplitudinii semnalului video (v. § 4.2.8).

Semnalul video obținut la ieșirea preamplificatorului este prelucrat în continuare în amplificatorul intermediar video. În acest amplificator se corectează, pe de o parte, caracteristica de apertură a tubului vidicon și, pe de altă parte, caracteristicile amplitudine-frecvență și fază-frecvență ale canalului video, de la ieșirea tubului vidicon și pînă la etajul de ieșire al amplificatorului video din camera de televiziune.

Primul amplificator corector ($CI1$) este realizat cu amplificatorul de curent continuu de bandă largă integrat *μA702HC*, folosit ca amplificator operațional. Acest amplificator este prevăzut cu un circuit de compensare de frecvență ($C19$, $R50$) și cu un circuit pentru corecția de dîră, realizat sub forma unei reacții negative de tensiune dependentă de frecvență ($R16$, $R14$, $R13$, $C14$, $R11$, $C16$, $R19$, $C15$). Întrucît distorsiunile de

Scanned with OKEN Scanner

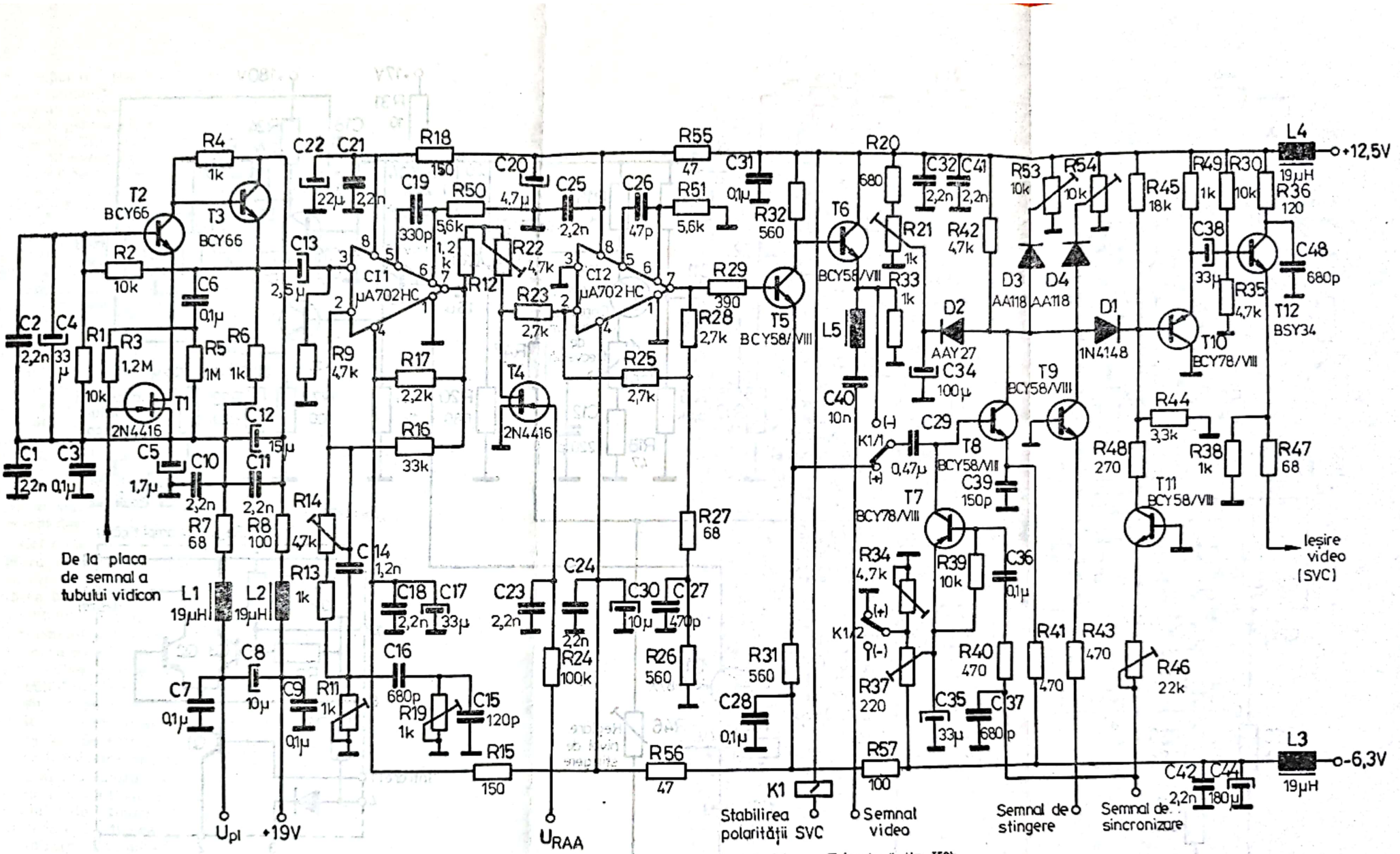


Fig. 6.41. Amplificatorul video din camera de televiziune „Tehnoton" tip K2b.

Scanned with OKEN Scanner

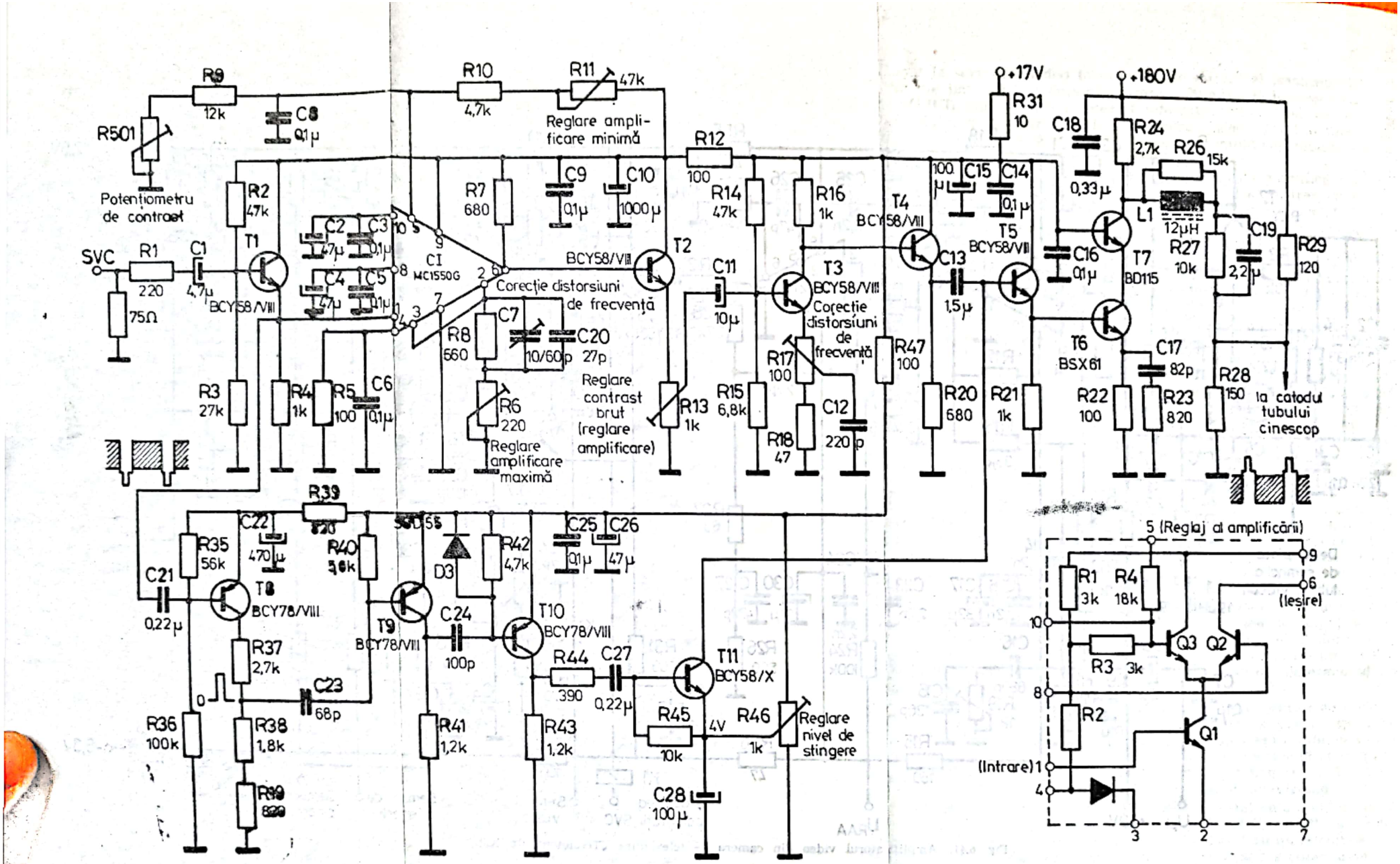


Fig. 6.42. Amplificatorul video din monitorul de televiziune „Tehnoton" 44 cm : a — schema electrică ; b — schema de principiu a circuitului integrat MC1550G.

dîră apar datorită unor abateri de la formele ideale ale caracteristicilor amplitudine-frecvență și fază-frecvență în domeniul frecvențelor joase (dîre lungi), frecvențelor medii (dîre medii) și a frecvențelor înalte (dîre scurte), pentru corectarea acestor distorsiuni se folosesc trei rezistențe reglabile, *R*14 (dîre lungi), *R*11 (dîre medii) și *R*19 (dîre scurte). Amplificatorul video este prevăzut cu posibilitatea de reglare manuală a amplificării de tensiune, cu ajutorul rezistorului reglabil *R*22, și cu reglarea automată a amplificării, prin intermediul tranzistorului cu efect de cîmp *T*4. Acest tranzistor îndeplinește rolul unei rezistențe variabile, montată în paralel cu impedanța de intrare a celui de-al doilea amplificator corector, *CI*2, și comandată prin tensiunea aplicată pe grila tranzistorului. Reglajul automat al amplificării (*RAA*) împreună cu reglajul automat al sensibilității realizează, de fapt, reglajul automat al nivelului semnalului video complex la variația nivelului de iluminare a scenei captate. Tensiunea continuă de *RAA*, U_{RAA}, care se aplică pe grila tranzistorului *T*4, urmărește variațiile de amplitudine ale semnalului de imagine, adică variațiile nivelului de iluminare a scenei captate (v. § 4.2.8). La un nivel ridicat al iluminării, tensiunea de RAA fiind pozitivă (pînă la +0,4 V), rezistența drenă-sursă a tranzistorului are o valoare scăzută, ceea ce determină o micșorare a amplificării de tensiune a amplificatorului video. La un nivel scăzut al iluminării, tensiunea de RAA fiind negativă (pînă la —2,4 V), rezistența drenă-sursă a tranzistorului are o valoare ridicată și ca urmare se mărește amplificarea de tensiune a întregului amplificator. Prin faptul că variația amplificării de tensiune este de sens invers față de variația nivelului iluminării, amplitudinea vîrf la vîrf a semnalului video complex, la ieșirea amplificatorului video, rămîne constantă la o variație a nivelului iluminării scenei captate într-un domeniu destul de larg.

Cel de-al doilea amplificator corector (*CI*2) este realizat cu amplificatorul de curent continuu de bandă largă integrat μA702HC. Cu ajutorul circuitului de compensare de frecvență (*C*26, *R*51) se realizează lărgirea benzii de frecvențe a amplificatorului video, prin accentuarea frecvențelor video înalte (peste 1 MHz).

Semnalul video complex obținut la ieșirea amplificatorului video poate avea polaritatea pozitivă sau negativă. Schimbarea polarității semnalului video se face telecomandat, prin releul *K*1. Elementul esențial al circuitului pentru inversarea polarității semnalului video este etajul cu ieșiri în antifază, *T*5. Semnalul video cu polaritate pozitivă, (+), se culege din emitorul tranzistorului *T*5, care îndeplinește și rolul unui etaj repetor pe emitor, în timp ce semnalul video cu polaritate negativă, (—), este preluat din emitorul etajului repetor pe emitor, *T*6.

În amplificatorul final video se realizează limitarea nivelului de alb din semnalul video, corecția distorsiunilor de gradație, adăugarea semnalului de stingere complet și adăugarea semnalului complex de sincronizare. Pentru ca aceste circuite să funcționeze corect este necesar ca la intrare să se aducă semnalul video cu componenta continuă restabilită. În acest scop se folosește, la intrarea amplificatorului final video, circuitul de fixare comandată a nivelului, realizat cu tranzistorul *T*7 și condensatorul *C*29. Cu ajutorul rezistorului reglabil *R*37 (respectiv *R*34

Scanned with OKEN Scanner

în cazul SVC cu polaritate negativă) se stabilește nivelul de negru din semnalul video complex de la ieșirea amplificatorului video.

Circuitul de limitare a nivelului de alb este format din divizorul de tensiune reglabil *R20*, *R21*, *C34* și dioda *D2*. Potențiometrul *R21* este în așa fel reglat încît dioda *D2* este blocată atîta timp cît semnalul video complex la ieșirea camerei are o amplitudine mai mică decît 1,4 V_{vv}.

Circuitul corector de gamma al amplificatorului video (*T8*, *R42*, *D3*, *R53*, *D4*, *R54*) realizează o caracteristică amplitudine-amplitudine cu exponent de contrast subunitar. O astfel de corecție nu este necesară în cazul în care camera de televiziune este echipată cu un tub vidicon.

Întrucît tranzistoarele *T8* și *T9* au rezistența de sarcină comună (*R42*), semnalul de stingere cu polaritate negativă aplicat în emitorul lui *T9* se adaugă la semnalul video. Ca urmare, pe durata semnalului de stingere, cînd dioda *D1* este blocată, nivelul de stingere din semnalul video complex este fixat de divizorul de tensiune *R45*, *R44*, din baza tranzistorului *T10*. Impulsurile de sincronizare cu polaritate negativă se adaugă la semnalul video prin intermediul tranzistorului *T11*. Cu rezistorul ajustabil *R46* se reglează amplitudinea impulsurilor de sincronizare, care se fixează la valoarea de 0,3 V în semnalul video complex furnizat de camera de televiziune.

Etajul de ieșire al amplificatorului final video este realizat cu tranzistoarele *T10*, *T12* montate ca repetoare pe emitor. Acest etaj asigură adaptarea impedanței de ieșire a amplificatorului video la impedanța caracteristică a cablului coaxial.

6.7. SCHEME PRACTICE PENTRU CANALUL DE AMPLIFICARE VIDEO DIN RECEPTOARELE DE TELEVIZIUNE

Schema electrică a amplificatorului video din monitorul de televiziune „Tehnoton" 44 cm [20] este prezentată în figura 6.42 a. La intrarea amplificatorului video se aduce un semnal video complex (*SVC*) cu albul pozitiv, de 1 V_{vv}/75 Ω. Primul etaj este un etaj repetor pe emitor (*T1*) care, datorită rezistenței de intrare mari, asigură o separare între amplificatorul video și sursa de semnal, iar prin valoarea mică a rezistenței de ieșire, asigură condiția de funcționare corectă a amplificatorului integrat *CI*.

Amplificatorul integrat este un amplificator de bandă largă (22 MHz), prevăzut cu un reglaj al amplificării prin modificarea tensiunii continue aplicate la intrarea 5 a circuitului integrat. În acest fel se reglează contrastul imaginii redate pe tubul cinescop. Soluția adoptată prezintă avantaj prin faptul că permite telecomanda reglării contrastului printr-un cablu neecranat de lungime dorită.

După cum se vede în figura 6.42. b, amplificatorul integrat este realizat într-un montaj cascodă cu tranzistorul Q_1 în montajul emitor comun, iar tranzistorul Q_2 în montajul bază comună. Tranzistorul Q_3 rea-

Scanned with OKEN Scanner

lizează reglarea amplificării. Rezistența de sarcină a etajului cascodă, *R7*, polarizează în mod corespunzător și tranzistorul *T2* din etajul următor.

Cu potențiometrele *R6* și *R11* se stabilește valoarea amplificării maxime și, respectiv, minime a amplificatorului integrat și prin aceasta domeniul de variație al contrastului, atunci cînd se reglează acesta cu potențiometrul *R501*. În poziția de contrast maxim a potențiometrului *R501* și pentru un domeniu de reglaj al contrastului de 1 : 6, stabilit cu potențiometrele *R6* și *R11*, semnalul video din emitorul tranzistorului *T2* are aceeași amplitudine ca și semnalul aplicat la intrarea amplificatorului video, fiind numai inversat. Circuitul *R8*, *C7*, *C20* — plasat în emitorul tranzistorului *Q1* — asigură corecția caracteristicii amplitudine-frecvență în domeniul frecvențelor înalte.

Cu potențiometrul *R13* (contrast brut) se reglează amplificarea întregului canal video, în așa fel ca semnalul video aplicat pe catodul tubului cinescop să prezinte o amplitudine maximă de 100 V_{vv}. În ultimul etaj preamplificator, care este prevăzut cu o reacție negativă reglabilă (*R17*, *R18*, *C12*) și dependentă de frecvență, se asigură, de asemenea, o corecție a caracteristicii amplitudine-frecvență în domeniul frecvențelor înalte.

Înainte ca semnalul video să se aplice amplificatorului final video, se realizează o fixare a nivelului de stingere, la un potențial de referință stabilit cu potențiometrul *R46*. În acest fel se menține constantă la catodul tubului cinescop valoarea tensiunii continue corespunzătoare nivelului de negru. În caz contrar nivelul de negru ar fi dependent de conținutul imaginii. Această dependență se datorește cuplajului prin condensator între etaje, dar și reglajelor de amplificare prevăzute. De asemenea, prin fixarea nivelului de stingere se elimină perturbațiile de joasă frecvență, suprapuse peste semnalul util, care apar inevitabil la transmiterea semnalului video complex pe cabluri coaxiale lungi.

Circuitul de fixare comandată a nivelului este format, în principal, din tranzistorul *T11* și condensatorul *C13*. Pentru funcționarea corectă a acestui circuit, atît la intrarea cît și la ieșirea lui este prevăzut un etaj repetor pe emitor (*T4* și *T5*). Etajul realizat cu tranzistorul *T5* îndeplinește și rolul de etaj de comandă pentru amplificatorul final video (*T6*, *T7*).

Întrucît semnalul video aplicat la intrarea circuitului de fixare a nivelului conține și impulsurile de sincronizare, comanda pentru fixarea nivelului de stingere se dă pe palierul posterior al fiecărui impuls de stingere. Impulsurile de comandă se obțin din semnalul video complex. În circuitul separator după amplitudine (*T8*) se extrage semnalul de sincronizare [64]. Acest semnal este prelucrat în formatorul de impulsuri de comandă (*T9*, *T10*), în vederea obținerii unui impuls pozitiv cu lățimea de circa 2 μs și cu o întîrziere, față de impulsul de sincronizare, cel puțin egală cu durata acestuia din urmă. Această întîrziere se obține prin faptul că etajele formatoare sînt comandate în stare de conducție de către impulsurile ascuțite negative, ce rezultă prin diferențierea impulsului dreptunghiular pozitiv din colectorul tranzistorului precedent. Cu alte cuvinte, comanda unui etaj formator se dă pe frontul căzător al impulsului. Elementele *R44*, *C27*, *R45* și joncțiunea

Scanned with OKEN Scanner

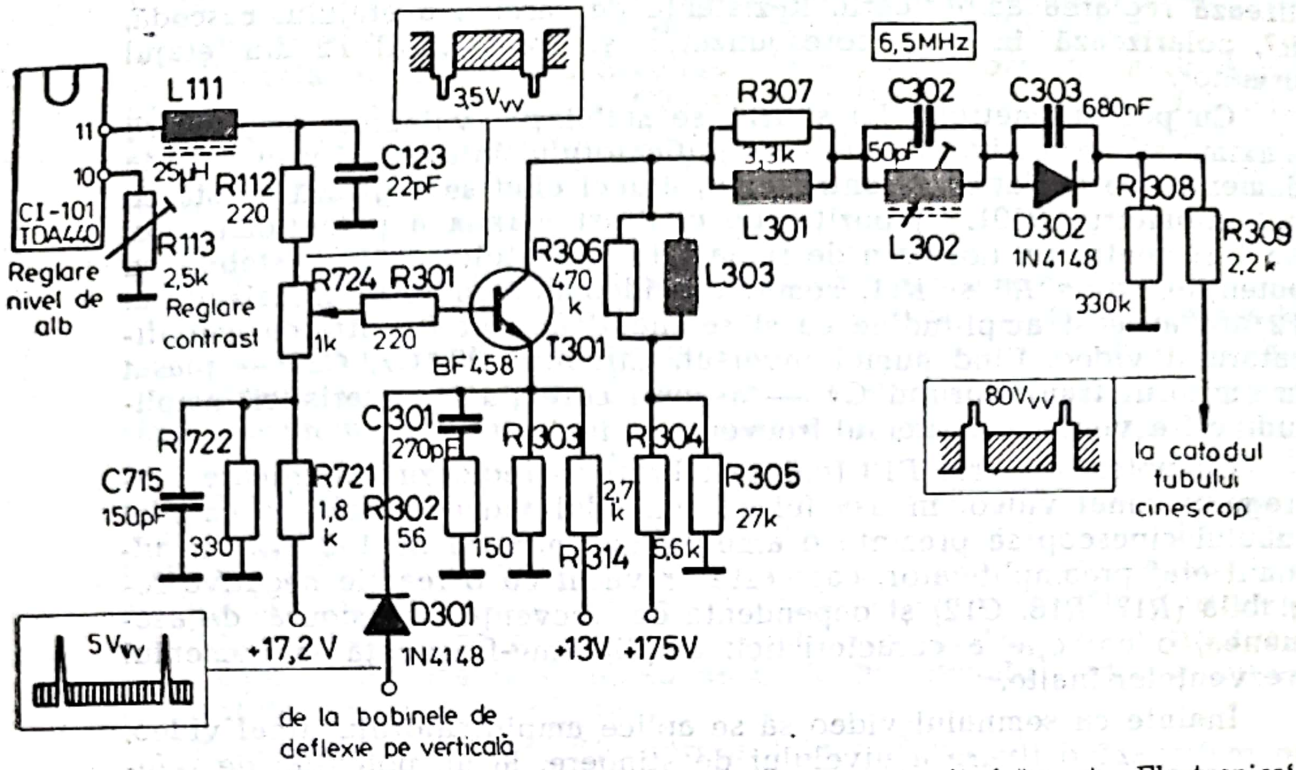


Fig. 6.43. Amplificatorul video din televizorul cu circuit integrat „Electronica".

emitor-bază a tranzistorului $T11$ formează un circuit de fixare necomandată a nivelului (circuit de polarizare în regim dinamic a tranzistorului), care face posibilă funcționarea tranzistorului $T11$ în regim de comutație, indiferent de valoarea tensiunii la care se fixează nivelul de stingere al semnalului video complex ($R46$, $C28$).

Amplificatorul final video este realizat în montaj cascodă, ceea ce asigură o stabilitate termică ridicată a amplificatorului, ca urmare a cuplajului galvanic, și o amplificare de tensiune a semnalului video la un nivel de circa 100 V_{vv} într-o bandă largă de frecvențe (la 15 MHz corespunde o atenuare de 1 dB).

Amplificatorul final video este prevăzut cu o corecție la frecvențe înalte. În acest scop s-a introdus reacția negativă de curent, dependentă de frecvență, din emitorul tranzistorului $T6$ ($R22$, $R23$, $C17$) și corecția de tip serie din circuitul de sarcină al amplificatorului ($L1$, $R26$).

Semnalul video obținut la ieșirea amplificatorului final este cu albul negativ. Grupul $R27$, $C19$, $R28$, $R29$, asigură protecția redresorului de foarte înaltă tensiune, prin limitarea curentului maxim de fascicul al tubului cinescop.

Schema electrică a amplificatorului final video din receptorul de televiziune cu circuite integrate „Electronica" [52] este prezentată în figura 6.43. La intrarea amplificatorului final video se aplică un semnal video cu albul pozitiv. Acest semnal se obține de la ieșirea circuitului integrat TDA440, care cuprinde amplificatorul de frecvență intermediară, demodulatorul video, preamplificatorul video și sistemul de reglare automată a amplificării [56].

Scanned with OKEN Scanner

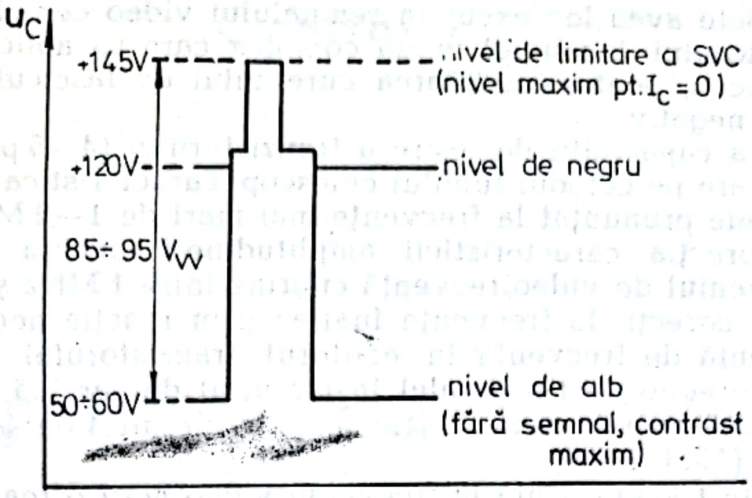


Fig. 6.44. Nivelele limită ale semnalului video complex din colectorul tranzistorului final (v. fig. 6.43).

Semnalul video obținut la ieșirea circuitului integrat TDA440 se caracterizează printr-un nivel de negru fixat și stabilizat la variații ale tensiunii de alimentare și ale temperaturii. Prin rezistența semireglabilă *R*113, conectată în exteriorul circuitului integrat, este posibilă reglarea nivelului de alb față de nivelul de negru fixat. Astfel se reglează amplitudinea semnalului video complex la intrarea amplificatorului final video și prin aceasta contrastul maxim al imaginii. Semnalul video obținut la terminalul 11 al circuitului integrat este filtrat cu elementele *L*111, *C*123 și *R*112 pentru a împiedica transmiterea pe calea video a unor componente cu frecvența egală cu dublul frecvenței intermediare.

Semnalul video complex, cu albul pozitiv și componenta continuă rezultată prin fixarea nivelului de negru pe un anumit potențial de referință, se aplică potențiometrului de reglare a contrastului, *R*724. Acest potențiometru este conectat, de fapt, între bornele de ieșire ale unei punți (în diagonala de ieșire). Aceste borne sînt terminalul 11 al circuitului integrat și ieșirea divizorului de tensiune *R*721, *R*722. Întrucît tensiunea continuă de la ieșirea divizorului de tensiune se alege egală cu tensiunea de referință stabilită pentru nivelul de stingere (aproximativ nivelul de negru) al semnalului video complex aplicat la cealaltă ieșire a punții, pe cursorul potențiometrului de contrast se culege un semnal video complex de amplitudine variabilă, funcție de poziția cursorului, dar cu un nivel de negru constant, fixat pe tensiunea de la ieșirea divizorului. Acest lucru este necesar pentru a se asigura stabilitatea nivelului de negru la variația contrastului imaginii. Cu alte cuvinte, nivelul de negru este constant, independent de conținutul imaginii și de reglajul de contrast. În acest fel se evită variația luminanței imaginii cînd se reglează contrastul. Domeniul de reglaj al contrastului este de circa 1 : 5.

Cu semnal, tensiunea din colectorul tranzistorului *T*301 variază între 70 V și 100 V, depinzînd de poziția potențiometrului de contrast, care determină punctul static de funcționare, și de conținutul imaginii, adică de semnalul video complex. În figura 6.44 se arată nivelele de tensiune

Scanned with OKEN Scanner

între care poate avea loc excursia semnalului video complex pe colectorul tranzistorului. Semnalul video complex care se aplică pe catodul tubului cinescop, pentru modularea curentului de fascicul al acestuia, este cu albul negativ.

Din cauza capacității de ieșire a tranzistorului (4—5 pF) și a capacității de intrare pe catodul tubului cinescop, caracteristica amplitudine-frecvență scade pronunțat la frecvențe mai mari de 1—2 MHz. Pentru a se asigura corecția caracteristicii amplitudine-frecvență și fază-frecvență în domeniul de videofrecvență cuprins între 1 MHz și 5 MHz s-au prevăzut trei corecții la frecvențe înalte: prin reacție negativă de curent dependentă de frecvență în emitorul tranzistorului (*C*301, *R*302, *R*303), prin corecție de tip paralel în circuitul de sarcină al amplificatorului (*L*303) și prin corecție de tip serie în circuitul de sarcină al amplificatorului (*L*301, *R*307).

Inductanța *L*303 prezintă la frecvențe video mari o reactanță inductivă crescătoare, care se înseriază cu rezistența de sarcină, mărind astfel amplificarea etajului la frecvențe mari. Inductanța *L*301, înseriată pe calea semnalului video spre catodul tubului cinescop, are rolul de a separa, mai ales la frecvențe video mari, cele două capacități parazite care apar în paralel pe rezistența de sarcină. În acest fel se reduce efectul capacității parazite asupra caracteristicii amplitudine-frecvență. Rezistența *R*307, pe care este bobinată inductanța de corecție *L*301, contribuie la îmbunătățirea formei caracteristicilor amplitudine-frecvență și fază-frecvență ale amplificatorului final video.

Circuitul de rejecție *L*302, *C*302, acordat pe frecvența de 6,5 MHz, evită pătrunderea sunetului pe imagine. Grupul *D*302, *C*303, *R*308 limitează curentul de fascicul al tubului cinescop la o valoare de 300 μA. Rezistorul *R*309 protejează tranzistorul final video la descărcările ce pot apare în tubul cinescop.

Prin dioda *D*301 se aplică pe emtiorul tranzistorului un impuls pozitiv de circa 4,5 V_{vv}, preluat din blocul de baleiaj pe verticală. Acest impuls realizează stingerea fasciculului tubului cinescop în timpul cursei inverse pe verticală. Prezența impulsului blochează tranzistorul. Ca urmare, în momentul cînd apare cursa inversă a baleiajului vertical, pe catodul tubului cinescop se aplică un impuls de circa 145 V amplitudine. Acest impuls depășește cu cîțiva zeci de volți nivelul de stingere din semnalul video complex cu albul negativ aplicat pe catod, asigurînd în acest fel o stingere corespunzătoare pe verticală și în cazul unui contrast minim.

Rezistența *R*301 din baza tranzistorului mărește stabilitatea etajului final.

Scanned with OKEN Scanner

Capitolul 7

GENERATOARE DE SEMNAL DE SINCRONIZARE

Este cunoscut că reproducerea corectă a imaginii de către un receptor de televiziune este asigurată dacă explorarea țintei tubului analizor de imagine și a ecranului tubului cinescop se face sincron.

Realizarea și menținerea acestui sincronism duce la necesitatea transmiterii, printr-un mijloc oarecare, a informației de sincronizare, de regulă de la camera de televiziune la receptorul de televiziune. În cele ce urmează, după o trecere în revistă sumară a sistemelor de sincronizare folosite în televiziunea aplicată, vor fi analizate în detaliu unele generatoare de semnal de sincronizare utilizate în construcția celei mai mari părți a camerelor de televiziune utilizate în sistemele de televiziune în circuit închis de uz larg.

Prin generator de semnal de sincronizare se înțelege de regulă totalitatea circuitelor care asigură, total sau parțial, în funcție de complexitatea camerei, următoarele funcții :

— generarea semnalelor de comandă pentru generatoarele de baleiaj ale camerei ;

— generarea semnalelor pentru comanda circuitului de stingere a curselor de întoarcere pentru tubul analizor de imagine ;

— asigurarea sincronismului unora sau a tuturor impulsurilor generate cu un semnal de referință ; semnalul de referință poate fi de regulă : tensiunea rețelei, un semnal cu frecvența liniilor f_H, sau $2f_H$ de la un generator de referință, semnalul de sincronizare, sau un semnal special, provenit de la o altă cameră ;

— generarea altor semnale auxiliare necesare circuitelor camerei.

7.1. SISTEME DE SINCRONIZARE UTILIZATE ÎN TELEVIZIUNEA APLICATĂ

Diversitatea condițiilor la care trebuie să corespundă un sistem de televiziune aplicată a dus la apariția și utilizarea mai multor sisteme de sincronizare a camerei și monitorului.

Scanned with OKEN Scanner

7.1.1. SISTEME DE SINCRONIZARE CU CALE SEPARATĂ

În sistemele de televiziune aplicată cu destinația specială în care este de dorit sau limitarea cantității de echipamente ce lucrează în condiții grele (de exemplu radiații, temperaturi înalte, presiuni, vibrații etc.), sau reducerea la minim a gabaritului camerei, se utilizează *sisteme de sincronizare cu cale separată*, în care semnalele și/sau curenții de deflexie se transmit pe o cale separată față de cea utilizată pentru semnalul video. Un astfel de sistem de sincronizare, a cărui schemă bloc este prezentată în figura 7.1 ,poate fi realizat prin mai multe metode.

7.1.1.1. SISTEME DE SINCRONIZARE CU CALE SEPARATĂ CU TRANSMITEREA CURENȚILOR DE DEFLEXIE

În acest caz există două variante constructive :

1. bobinele de deflexie ale receptorului și ale camerei sînt legate în serie sau

2. sînt alimentate de la distanță numai bobinele de deflexie ale tubului analizor de imagine din camera de televiziune.

Aceste sisteme permit eliminarea din construcția camerei nu numai a sincrogeneratorului ci și a circuitelor de deflexie, fiind foarte atractive din acest punct de vedere, dar transportul curenților de deflexie pe orizontală ridică probleme. De asemenea se simplifică construcția monitorului ; distanța maximă de lucru e limitată la 180—300 m [2].

7.1.1.2. SISTEME DE SINCRONIZARE CU CALE SEPARATĂ CU TRANSMITEREA SEMNALELOR DE SINCRONIZARE

La aceste sisteme apar probleme atunci cînd se lucrează cu camere situate la distanțe (foarte) diferite, probleme datorate timpului de propagare diferit al semnalelor, ceea ce face ca între semnalele provenite de la diferite camere să existe întîrzieri (defazaje) supărătoare.

Soluția în acest caz, constă în transmiterea impulsurilor de sincronizare a camerelor cu un avans față de impulsurile de sincronizare ale

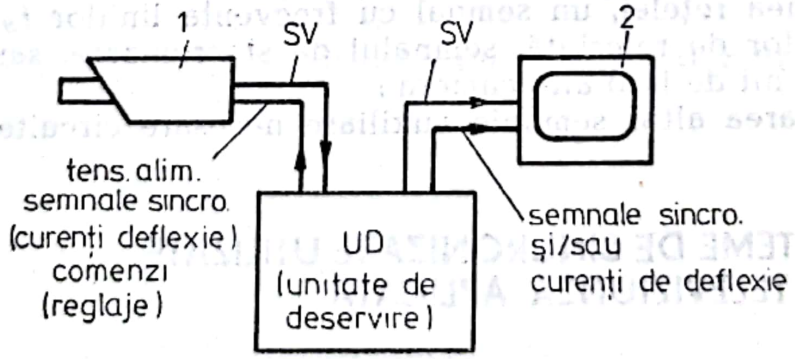


Fig. 7.1. Schema-bloc a unui sistem de televiziune cu sincronizare cu cale separată : 1 — cameră de televiziune ; 2 — receptor de televiziune (monitor).

Scanned with OKEN Scanner

monitorului sau cele introduse în semnalul video complex. Din acest punct de vedere aceste sisteme pot fi [2] :

1. — sisteme cu transmiterea semnalelor de sincronizare fără avans ;
2. — sisteme cu transmiterea semnalelor de sincronizare cu avans ;
3. — sisteme cu transmiterea semnalelor de sincronizare cu avans reglabil automat.

Distanțele de lucru sînt : pentru primul sistem de 500—700 m, pînă la 2 000 m pentru al doilea sistem, nelimitate pentru al treilea sistem.

7.1.1.3. SISTEME DE SINCRONIZARE CU CALE SEPARATĂ COMBINATE

Sistemele de sincronizare cu cale separată combinate sînt acelea în care se transmit camerei semnalul de sincronizare pe orizontală și curenții de deflexie pe verticală. Aceste sisteme permit limitarea cantității de echipament a camerei prin eliminarea circuitelor de deflexie pe verticală și înlăturarea problemelor și neajunsurilor ridicate de transportul prin cablu al curenților de deflexie pe orizontală. Un astfel de sistem este folosit la realizarea instalației de supraveghere a proceselor în incinte cu temperatura pînă la 1 600 °C, realizată de întreprinderea Tehnoton. Schemele-bloc ale celor două elemente principale ale instalației, camera, numită și cameră sondă și unitatea de deservire, sînt prezentate în figura 7.2.

Camera conține următoarele elemente componente : tubul vidicon cu sistemul său de deflexie și focalizare, preamplificatorul și amplificatorul intermediar video, circuitul de stingere și protecție a vidiconului la lipsa baleiajului, circuitul de deflexie pe orizontală.

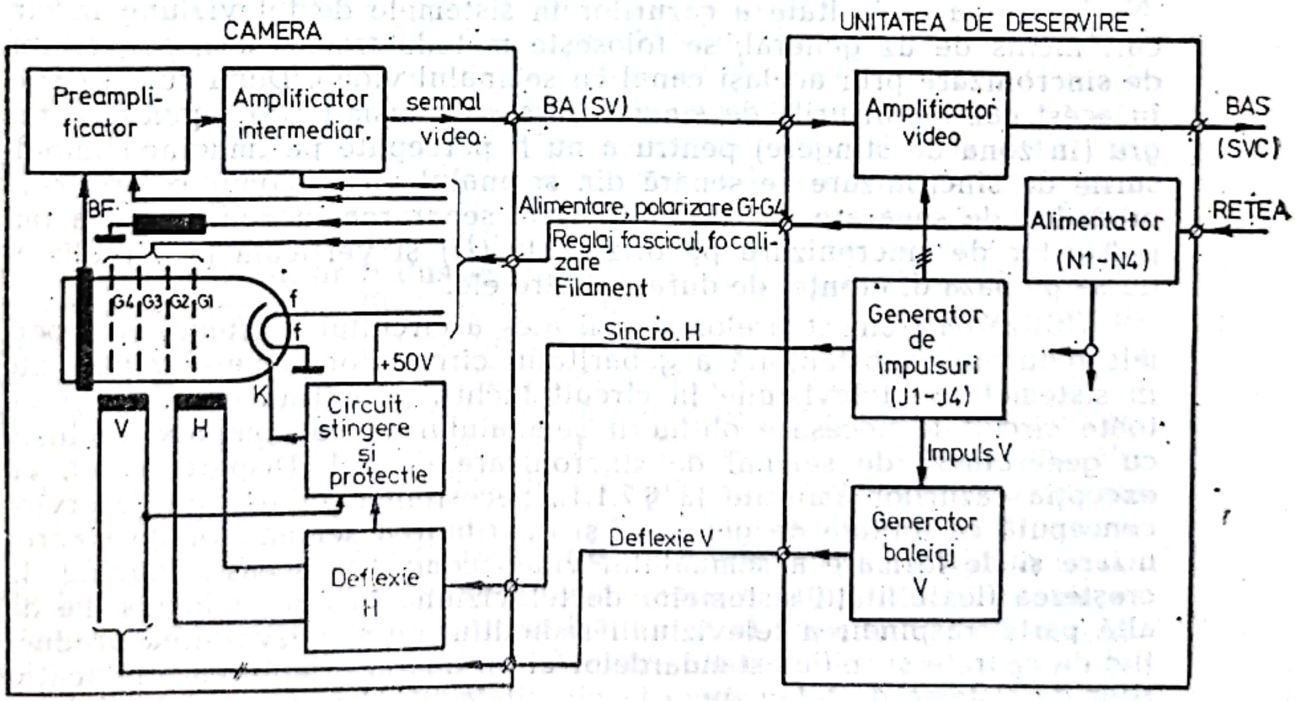


Fig. 7.2. Schema-bloc a instalației de supraveghere a proceselor din incinte cu temperatura pînă la 1 600 °C, realizată în țară.

Scanned with OKEN Scanner

Unitatea de deservire conține : amplificatorul (final), video, generatorul de baleiaj pe verticală, un generator de impulsuri și sursa de alimentare.

În afară de semnalul de sincronizare al generatorului de baleiaj pe orizontală și curenții de deflexie pe verticală, camera mai primește de la unitatea de deservire : tensiunile de alimentare pentru toate blocurile (+18 V, +19 V, +50 V) ; tensiuni (fixe) pentru polarizarea electrozilor G2—G4 ale vidiconului (+325 V, +650 V), precum și tensiunea de polarizare a electrodului de comandă G1, reglabilă între 0÷—140 V, în scopul reglării curentului de fascicul (toate aceste tensiuni se aplică prin intermediul unor celule de filtrare *RC*, neindicate în schema-bloc a camerei) ; curentul pentru alimentarea bobinei de focalizare (reglabil) și curentul pentru alimentarea filamentului tubului vidicon (reglabil).

Unitatea de deservire primește de la cameră semnalul video (imagine și stingere), din care, în amplificatorul final video se realizează semnalul video complex, care poate fi aplicat unui receptor video. Unitatea de deservire mai permite deasemenea reglarea poziției pe verticală și orizontală și reglarea tensiunii de țintă.

În concluzie, sistemele de sincronizare analizate, utilizate în condițiile menționate la § 7.1.1, prezintă unele avantaje în cazul distanțelor cameră-receptor TV mici, mai ales în variantele care permit și simplificarea construcției receptorului de televiziune prin eliminarea circuitelor de sincronizare și chiar a generatoarelor de baleiaj proprii.

7.1.2. SISTEME DE SINCRONIZARE CU CALE COMUNĂ

În marea majoritate a cazurilor în sistemele de televiziune în circuit închis de uz general, se folosește metoda transmiterii semnalului de sincronizare prin același canal cu semnalul video. După cum se știe, în acest caz impulsurile de sincronizare se transmit *sub nivelul de negru* (în zona de stingere) pentru a nu fi percepute pe imagine ; impulsurile de sincronizare se separă din semnalul video complex printr-un procedeu de separare după amplitudine, separarea în continuare a impulsurilor de sincronizare pe orizontală (*H*) și verticală (*V*), realizîndu-se pe baza diferenței de durată dintre ele.

Utilizarea tranzistoarelor și mai ales a circuitelor integrate, a permis reducerea substanțială a gabaritului circuitelor camerelor utilizate în sistemele de televiziune în circuit închis, permițînd dotarea lor cu toate circuitele necesare obținerii semnalului video complex, inclusiv cu generatoare de semnal de sincronizare proprii. Dispare astfel, cu excepția cazurilor amintite la § 7.1.1., necesitatea unității de deservire concepută ca unitate de generare și distribuirea semnalelor de sincronizare și de formare a semnalului video complex, aceasta ducînd la creșterea flexibilității sistemelor de televiziune în circuit închis. Pe de altă parte, răspîndirea televiziunii radiodifuzate și dezvoltarea producției de aparate specifice standardelor ei au dus la orientarea producătorilor de sisteme de televiziune în circuit închis de uz general spre sisteme compatibile cu televiziunea radiodifuzată, cel puțin în ceea ce pri-

Scanned with OKEN Scanner

veşte parametrii de bază ai explorării (factor de întreţesare, număr de linii/cadru, frecvenţa de explorare pe verticală, frecvenţa de explorare pe orizontală). În cele ce urmează vor fi analizate sistemele de sincronizare şi generatoarele de semnal de sincronizare care intră în construcţia camerelor unor astfel de sisteme de televiziune în circuit închis.

Trebuie menţionat totuşi că aparatura sistemelor de televiziune radiodifuzată este în general voluminoasă şi costisitoare, factor prohibitiv în ceea ce priveşte posibilităţile ei de utilizare în alte aplicaţii. De aceea sistemele de televiziune dezvoltate pentru scopuri industriale (sau alte aplicaţii) au reduse la minimum necesar numărul şi complexitatea circuitelor, în scopul reducerii la maximum a costului şi a gabaritului. Performanţele unor astfel de sisteme pot să nu corespundă în multe privinţe sistemelor de televiziune radiodifuzată, dar corespund pe deplin cerinţelor pentru care au fost concepute. În acest sens, un exemplu edificator îl reprezintă forma semnalelor de sincronizare utilizate în televiziunea aplicată.

7.1.2.1. SEMNALELE DE SINCRONIZARE ÎN TELEVIZIUNEA RADIODIFUZATĂ

Pentru a avea elemente de comparaţie, în figura 7.3 s-a reprezentat forma standardizată a semnalului video complex pentru televiziunea radiodifuzată alb-negru. Se remarcă structura complexă a semnalului de sincronizare în vecinătatea impulsurilor de sincronizare pe verticală.

Reamintim pe scurt consideraţiile care au dus la adoptarea acestei structuri. Fiecare al doilea impuls de egalizare sau crestătură din impulsurile de sincronizare pe verticală are rolul de a declanşa (prin intermediul frontului negativ, marcat cu săgeată pe figura 7.3) cursa de întoarcere a baleiajului pe orizontală, menţinîndu-se astfel în permanenţă sincronizarea pe orizontală. Celelalte impulsuri de egalizare sau crestături, tot din două în două, inactive din punct de vedere al sincronizării pe orizontală, au rolul de a creea semnale de sincronizare pe verticală practic identice pentru ambele cîmpuri ducînd astfel la realizarea unei intreţeseri de calitate corespunzătoare. Introducerea *numai* a unor impulsuri de sincronizare şi crestături *cu frecvenţa liniilor*, pe durata impulsului de stingere pe verticală respectiv a impulsurilor de sincronizare pe verticală ar fi dus la *înrăutăţirea întreţeserii*, datorită diferenţei existente între condiţiile iniţiale ale circuitului de separare a impulsurilor de sincronizare pe verticală, în momentul apariţiei impulsului de sincronizare pe verticală al cîmpului 1 faţă de cel al cîmpului 2. De asemenea forma diferită a celor două impulsuri de sincronizare pe verticală rezultate ar fi avut acelaşi efect. Diferenţele de condiţii iniţiale, care duc la declanşarea cursei de întoarcere pe verticală la momente diferite, în cele 2 cîmpuri, faţă de începutul impulsului de sincronizare pe verticală corespunzător, apar datorită diferenţei de jumătate de linie ($T_H/2$) ce ar apare între cele două cîmpuri, între ultimul impuls de sincronizare pe orizontală şi frontul anterior al impulsului de sincronizare pe verticală corespunzător. Aceeaşi diferenţă de jumătate de linie, între acelaşi front şi prima crestătură din impulsul de sincronizare pe verticală duce la forme diferite pentru cele două impulsuri.

Scanned with OKEN Scanner

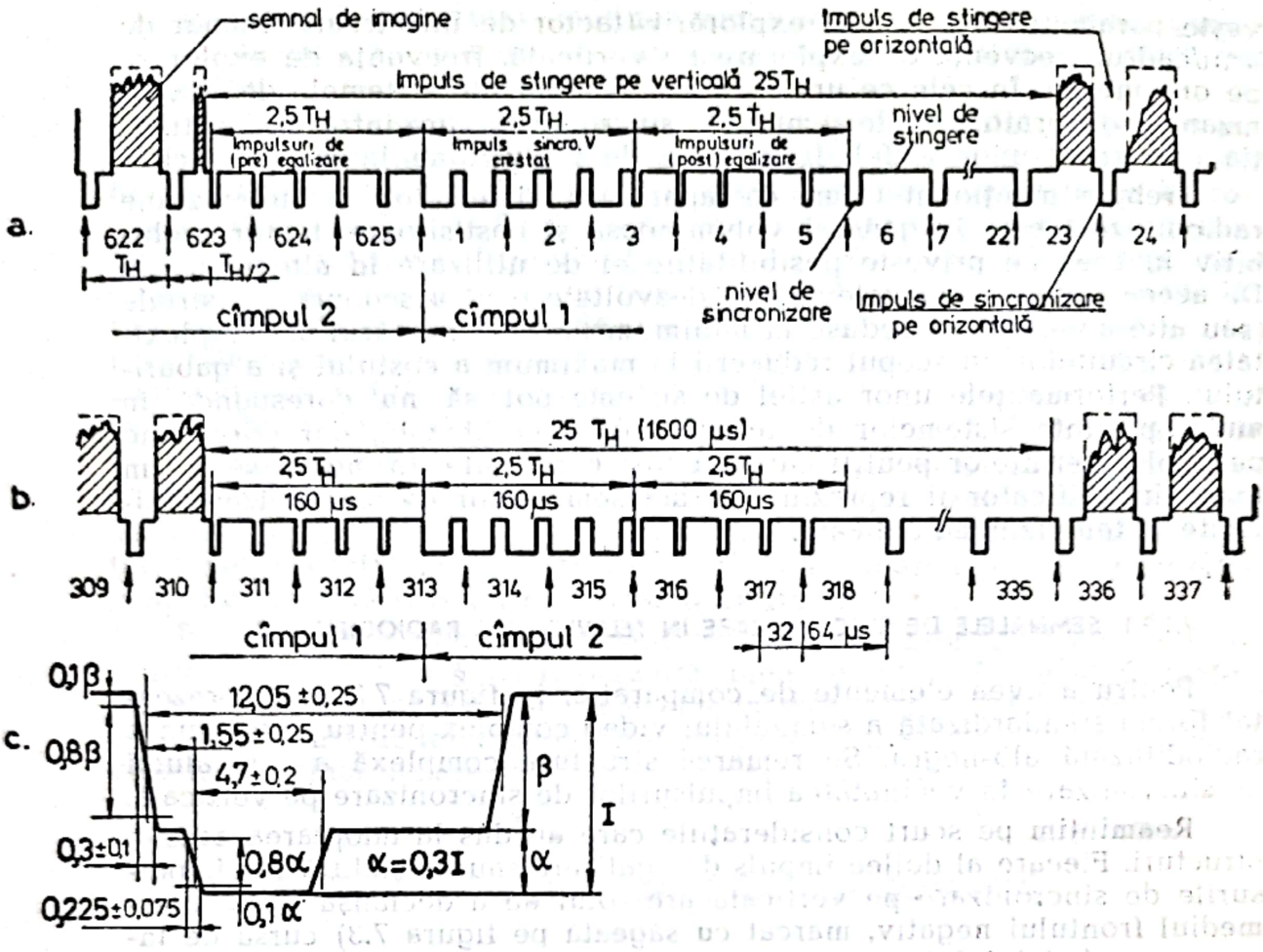


Fig. 7.3. Formele standardizate ale semnalelor de stingere şi sincronizare pentru televiziunea radiodifuzată alb-negru : *a* — începutul cîmpului 1 ; *b* — începutul cîmpului 2 ; *c* — impulsul de stingere şi sincronizare pe orizontală, detaliu.

În concluzie, impulsurile de egalizare şi crestăturile au fost introduse pentru a menţine în permanenţă sincronizarea pe orizontală iar frecvenţa lor este dublată faţă de frecvenţa liniilor pentru a crea, la recepţie, impulsuri de sincronizare pe verticală identice pentru fiecare cîmp. Impulsurile de egalizare au durata de două ori mai mică decît impulsurile de sincronizare pe orizontală pentru a menţine neschimbată valoarea componentei continue a semnalului (ele avînd frecvenţa dublă). Acest semnal de sincronizare complex asigură o relaţie fixă şi stabilă între faza şi frecvenţa baleiajului (explorării) pe orizontală şi verticală, atît la emisie cît şi la recepţie.

7.1.2.2. TIPURI DE SEMNALE DE SINCRONIZARE ÎN SISTEMELE CU CALE COMUNĂ

Tipurile de semnale de sincronizare cele mai utilizate în sistemele de sincronizare cu cale comună pot fi clasificate cel puţin după două criterii : unul formal şi celălalt funcţional.

Scanned with OKEN Scanner

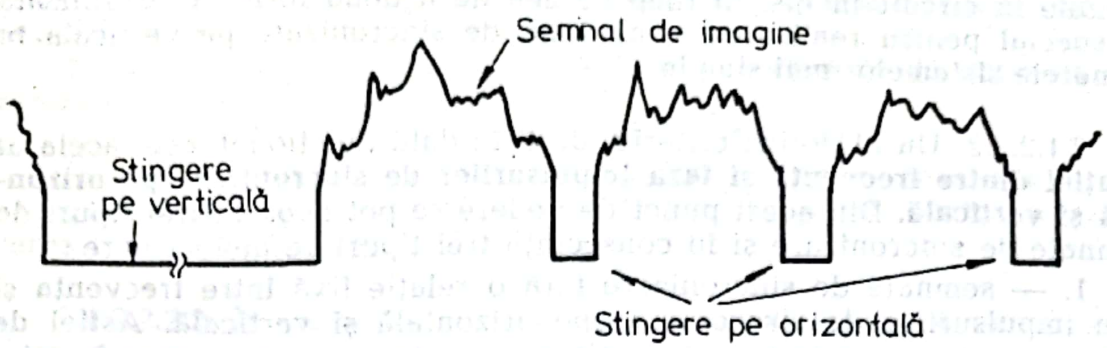


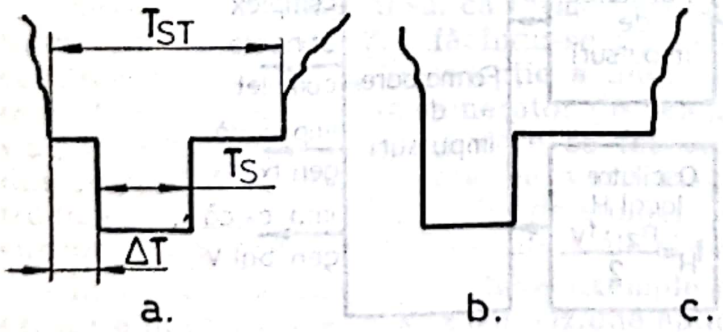
Fig. 7.4. Utilizarea impulsurilor de stingere și ca impulsuri de sincronizare.

7.1.2.2.1. Un prim criteriu ar fi acela al **relației dintre nivelele și duratele impulsurilor de stingere și sincronizare.** Din acest punct de vedere deosebim două tipuri de semnale de sincronizare :

1. — semnale care utilizează impulsul de stingere și pentru transmiterea informației de sincronizare ;

2. — semnalele care utilizează impulsuri de sincronizare propriu zise, deosebite de cele de stingere ca durată și nivele.

Un semnal de primul tip este arătat în figura 7.4. Acest tip de semnal de sincronizare se folosește în sistemele de televiziune aplicată foarte simple și ieftine. Nivelul de stingere al acestor impulsuri trebuie să fie mai coborît decît de obicei, pentru ca ele să poată fi separate și interpretate ca impulsuri de sincronizare de către receptor. Ca dezavantaje ale unui astfel de sistem se pot menționa erorile mai mari în fixarea nivelului de referință al semnalului video, și eventual, necesitatea de a elimina din cadrul vizibil partea dreaptă a imaginii. Cel de al doilea tip de semnal de sincronizare, prezentat în figura 7.5 se poate utiliza în două variante : într-o primă variantă, cea mai utilizată, frontul anterior al impulsului de sincronizare este întîrziat față de frontul anterior al impulsului de stingere, ca în figura 7.5, a, în scopul evitării fenomenului de „bordurare" a imaginii, în special a marginilor verticale. În a doua variantă mai simplă, cele două fronturi amintite sînt sincrone (v. figura 7.5, b). Prima formă este utilizată la realizarea semnalului de sincronizare pe orizontală în cea mai mare parte a sistemelor de tele-



	H	V
T_{ST}	15÷20 % T_H	15÷25 T_H
T_S	4÷8 % T_H	0,5÷5 T_H
ΔT	0÷5-15% T_{ST}	0÷3 T_H

Fig. 7.5. Poziția impulsului de sincronizare față de impulsul de stingere : *a* — cu palier anterior (ΔT) ; *b* — fără palier anterior ; *c* — limite uzuale pentru duratele impulsurilor (T_H =durata unei linii).

Scanned with OKEN Scanner

viziune în circuit închis, în timp ce cea de a doua formă este utilizată în special pentru realizarea semnalului de sincronizare pe verticală în camerele sistemelor mai simple.

7.1.2.2.2. Un al doilea criteriu, de astă dată funcțional, este acela al **relației dintre frecvența și faza impulsurilor de sincronizare pe orizontală și verticală.** Din acest punct de vedere se pot deosebi trei tipuri de semnale de sincronizare și în consecință trei tipuri de generatoare:

1. — semnale de sincronizare fără o relație fixă între frecvența și faza impulsurilor de sincronizare pe orizontală și verticală. Astfel de sisteme sînt cunoscute sub denumirea de sisteme cu explorare întrețesută liberă sau aleatorie. Aceste sisteme se întîlnesc uneori și sub denumirea, improprie, de sisteme cu explorare progresivă.

Pentru edificare, menționăm că un sistem cu explorare progresivă cu $n_s = 625$ linii și cu frecvența de explorare pe verticală $f_v = 50$ Hz, ar trebui să aibă frecvența liniilor egală cu $f_H = n_z \cdot f_v = 50 \times 625 = 31\,250$ Hz și nu 15 625 Hz:

2. — semnale de sincronizare cu relație fixă de fază între cele două tipuri de semnale de sincronizare.

3. — semnale de sincronizare cu relație fixă de fază și frecvență între semnalele de sincronizare pe orizontală și verticală, obținute după aceleași principii ca în sistemele de televiziune radiodifuzată.

7.1.2.2.2.1. În sistemele de sincronizare care utilizează semnalele de primul tip, **semnalele de sincronizare verticale și orizontale** se obțin de la două generatoare de impulsuri total independente. Schema-bloc a unui astfel de generator de semnale de sincronizare este dată de figura 7.6, iar o formă posibilă a semnalului video complex obținut într-un astfel de sistem, în figura 7.10. De regulă, impulsurile de sincronizare pe verticală se obțin plecînd de la frecvența rețelei, ceea ce duce la o reducere substanțială a influenței „brumului" asupra stabilității imaginii și evident, la simplificarea circuitelor. Uneori, de exemplu în sistemele portabile, acest semnal se poate obține și de la un oscilator local. Faptul că nu există o relație fixă și stabilă de fază și frecvență între cele

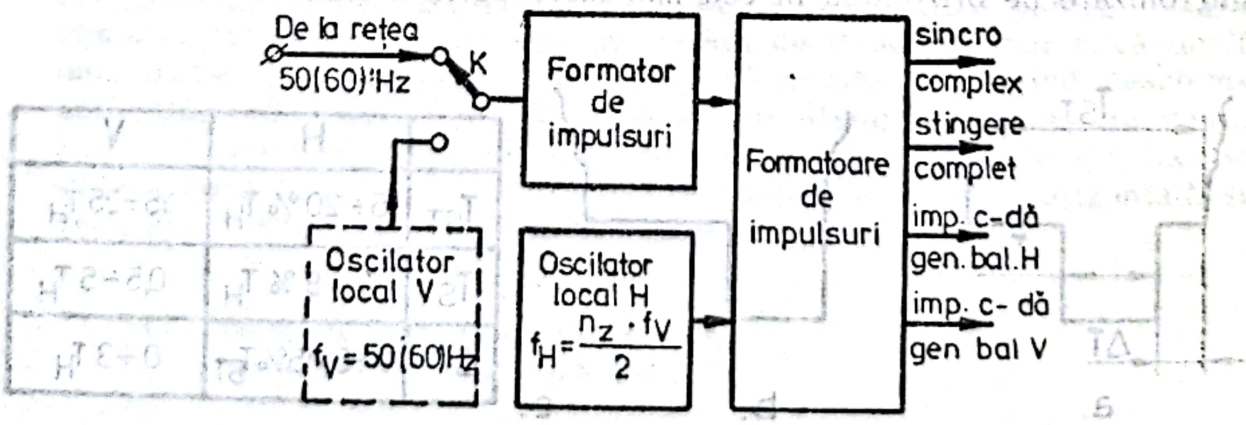


Fig. 7.6. Schema-bloc a sincrogeneratorului unui sistem de televiziune cu explorare întrețesută aleatorie.

două tipuri de impulsuri de sincronizare, care comandă circuitele de baleiaj, duce la :

1. — modificarea poziției liniilor în rastru, ceea ce dă impresia deplasării lor continue, pe verticală ;

2. — modificarea numărului de linii ale rastrului.

În condiții normale, aceste lucruri sînt subiectiv nesesizabile, iar deplasarea liniilor în rastru are chiar un efect pozitiv, ducînd la reducerea vizibilității structurii sale.

7.1.2.2.2.2. În sistemele de sincronizare care utilizează semnale de sincronizare de al doilea tip se realizează o relație fixă **numai între fazele** impulsurilor de sincronizare pe verticală și orizontală plecînd de la observația că, chiar dacă cele două semnale f_V și f_H provin de la generatoare diferite, întreținerea este asigurată dacă începutul semnalului de sincronizare pe verticală va fi într-un cîmp sincron cu începutul (unei linii), iar în celălalt cu mijlocul unei linii. Această relație de fază între cele două semnale se poate obține prin două metode :

1. — prin schimbarea poziției în timp a impulsurilor de sincronizare pe orizontală, în raport cu impulsul de sincronizare pe verticală cu o mărime egală cu jumătatea duratei unei linii, la fiecare cursă de explorare pe verticală ;

2. — prin schimbarea poziției în timp a impulsurilor de sincronizare pe verticală, cu o mărime egală cu jumătatea duratei unei linii, la fiecare cursă de explorare pe verticală.

Aceste sisteme caută să limiteze volumul circuitelor de sincronizare prin eliminarea divizorului de frecvență. Generatoare de semnale de sincronizare construite pe aceste principii se întîlnesc mai rar, de aceea ele nu vor fi tratate mai în detaliu. Amănunte cu privire la astfel de scheme se găsesc în [2 ; 69 ; 70].

7.1.2.2.2.3. Semnalele de sincronizare cu relație fixă de fază și frecvență între semnalele de sincronizare pe orizontală și verticală se utilizează în sistemele de televiziune aplicată cu performanțe ridicate. Aceste semnale se obțin după aceleași principii ca în televiziunea radiodifuzată, pornind deci de la semnalul dat de un oscilator local stabil (uzual cu cuarț), cu frecvența egală de regulă cu dublul frecvenței liniilor, $2f_H$ (31 250 Hz în standardul nostru).

Este de menționat însă, că forma semnalului de sincronizare nu este totuși cea din figura 7.3, făcîndu-se unele simplificări în structura sa, căutîndu-se realizarea la recepție a unei explorări întreținute de calitate cît mai bună, cu un generator de semnale de sincronizare cît mai simplu. Simplificările tipice care se fac sînt : eliminarea crestăturilor din impulsul de sincronizare pe verticală, eliminarea egalizărilor, introducerea pe durata impulsului de stingere pe verticală numai a impulsurilor de sincronizare pe orizontală ale sistemului.

În figura 7.7 sînt date cîteva exemple de semnale de sincronizare utilizate în cîteva sisteme de televiziune aplicată practice.

Semnalul din figura 7.7, a, utilizat într-un sistem de televiziune în circuit închis produs de firma R.C.A. conține impulsuri de sincronizare

Scanned with OKEN Scanner

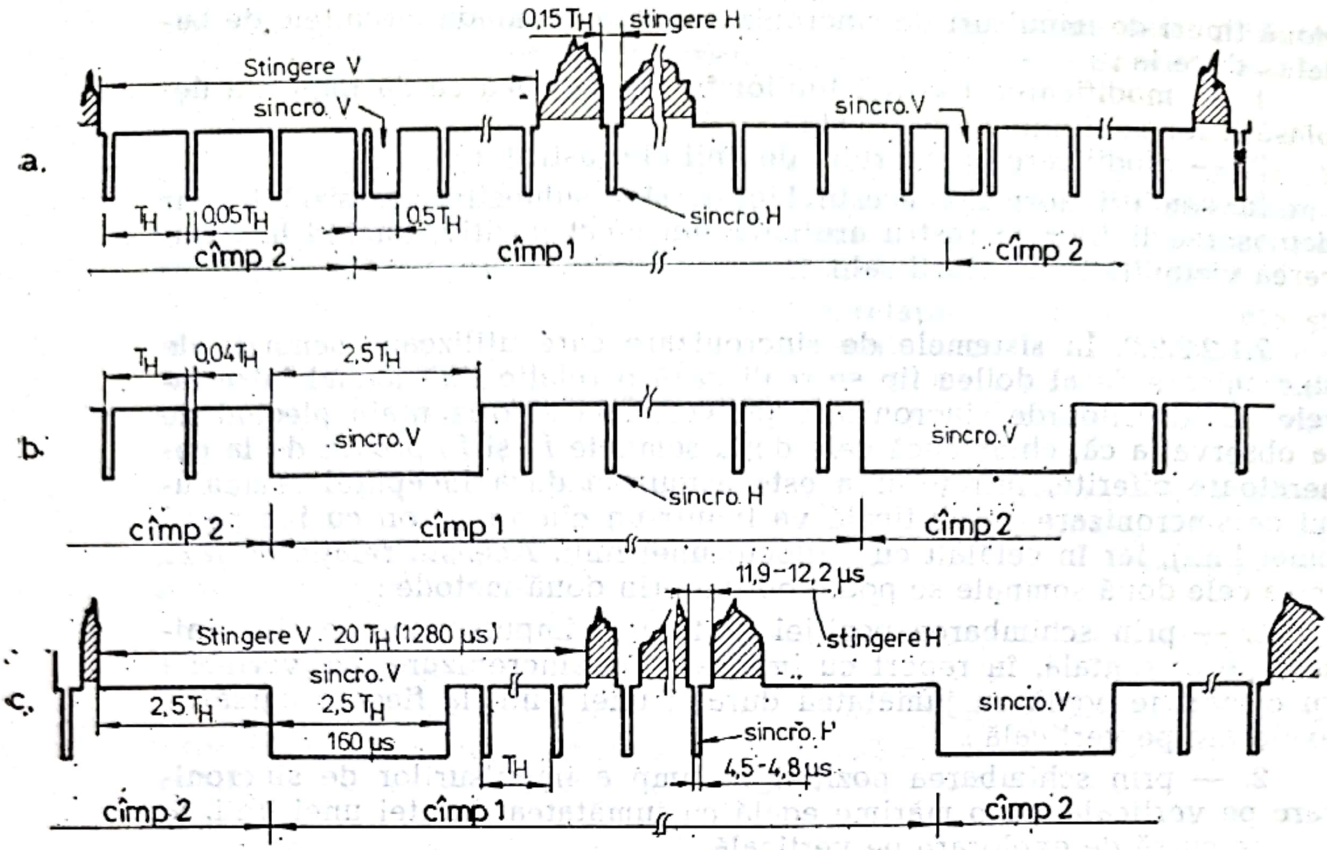


Fig. 7.7. Forme ale semnalelor de sincronizare utilizate în unele sisteme de televiziune aplicată cu explorare întrețesută : a — semnal utilizat într-unul din sistemele firmei RCA ; b — semnal utilizat în sistemul ПТУ-2М ; c — semnal utilizat în sistemul „Tehnoton" (Siemens).

pe verticală cu durata de numai 0,5 T_H, pentru a putea menține în permanență sincronizarea pe orizontală, fără a fi necesară complicarea formei semnalului de sincronizare pe verticală și implicit a circuitelor care-l generează. Această lățime mică a impulsului de sincronizare pe verticală îngreuiază întrucîtva separarea celor două tipuri de impulsuri de sincronizare și de aceea a fost redusă și durata impulsurilor de sincronizare pe orizontală la 0,05 T_H. Oricum raportul duratelor rămîne numai de 10, față de 40 cît poate fi considerată valoarea nominală a raportului duratelor sincro verticală/sincro orizontală, în standardul RS.330 (Electrical Performance Standards for Closed Circuit Television Camera 525/60 Interlaced 2 : 1) al E.I.A. (Electronic Industries Association) din Statele Unite.

Semnalul din figura 7.7, b, utilizat în sistemul πTY-2M, are impulsul de sincronizare verticală de durata corespunzătoare normelor O.I.R.T însă fără crestături. Pentru a atenua lipsa impulsurilor de egalizare durata impulsurilor de sincronizare orizontală a fost redusă la 0,04 T_H (circa jumătate din valoarea normală).

Semnalul din figura 7.7, c, este utilizat în sistemul de televiziune în circuit închis produs din țară la Tehnoton — Iași, fiind generat de camera compactă. Semnalele corespund, în general, ca durate și faze normei B/CCIR și în bună măsură și standardului nostru. S-a renunțat la

Scanned with OKEN Scanner

impulsurile de sincronizare de pe durata palierului anterior al impulsului de stingere pe verticală, pentru a permite circuitelor de separare a impulsurilor de sincronizare verticală să ajungă practic în aceeași stare, indiferent de cîmpul din care face parte semnalul aplicat la intrarea sa.

Pierderea unui număr de impulsuri de sincronizare orizontală, pe durata impulsului de sincronizare verticală și eventual pe durata palierului anterior al impulsului de stingere pe verticală, nu este de natură să deranjeze funcționarea circuitelor de baleiaj pe orizontală a monitoarelor moderne, care sînt dotate cu circuite suficient de sofisticate pentru a suplini această lipsă.

Totuși multe sisteme de înaltă rezoluție și performanțe ridicate utilizează crestături în impulsurile de sincronizare pe verticală [5]. De altfel și standardele EIA, RS-330, și RS-343 (Electrical Performance Standards for High Resolution Monochrome Closed Circuit Television Camera) prevăd posibilitatea utilizării opționale a crestăturilor. Crestăturile se introduc cu frecvența $2f_H$ și au aproximativ durata impulsului de sincronizare pe orizontală.

7.2. SCHEME PRACTICE DE GENERATOARE DE SEMNAL DE SINCRONIZARE

Majoritatea sincrogeneratoarelor utilizate în camerele folosite în sistemele de televiziune în circuit închis actuale caută să obțină fie o simplificare cît mai mare a circuitelor, asigurînd performanțe acceptabile, în sistemele economice, fie performanțe cît mai bune cu complexitate acceptabilă a circuitelor, în sistemele cu performanțe ridicate.

Aceste condiții sînt satisfăcute, respectiv, de sistemele de semnale de sincronizare analizate la § 7.1.2.2.2.1 și 7.1.2.2.2.3. Unele scheme practice de sincrogeneratoare caracteristice acestor tipuri de sisteme vor fi analizate în cele ce urmează.

7.2.1. SINCROGENERATORUL SISTEMELOR CU EXPLORARE INTREȚESUTĂ ALEATORIE

Un exemplu de realizare practică a unui astfel de sincrogenerator este cel utilizat în camera ITV 11—11/F, G, ale cărui scheme-bloc și de principiu sînt prezentate, respectiv, în figura 7.8 și 7.9.

Funcționarea sincrogeneratorului, la nivel de schemă-bloc, este următoarea. Tensiunea alternativă sinusoidală cu frecvența rețelei se aplică la intrarea unui formator de impulsuri de la care se obține la ieșire o succesiune de impulsuri dreptunghiulare cu frecvența de 50 Hz, care va fi și frecvența cîmpurilor sau frecvența de explorare pe verticală. Aceste impulsuri se aplică la intrarea formatorului impulsurilor de stingere pe verticală (stingere V), care generează impulsuri cu durata

Scanned with OKEN Scanner

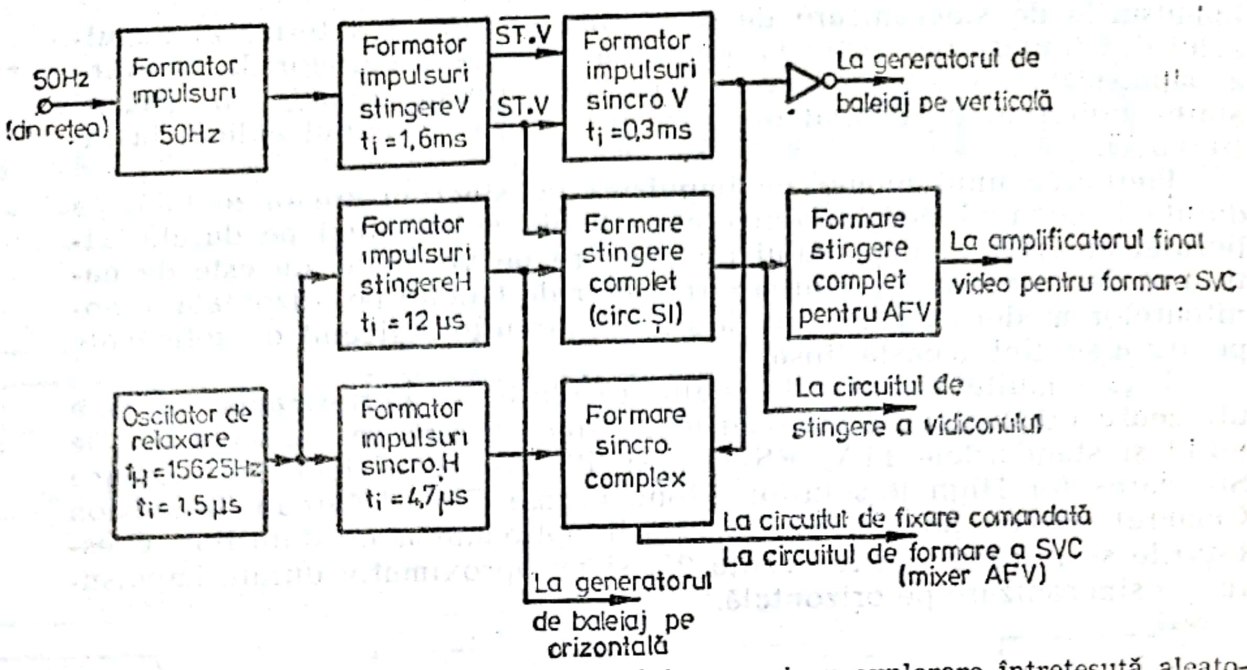


Fig. 7.8. Schema-bloc a sincrogeneratorului camerei cu explorare întrețesută aleatorie ITV11-11/F, G.

de 1,6 ms ± 10 % ; aceste impulsuri sînt folosite pe de o parte la generarea semnalului de stingere și pe de altă parte la generarea semnalului de sincronizare pe verticală. Formatorul impulsurilor de sincronizare pe verticală este comandat simultan cu cele două forme complementare ale impulsului de stingere pe verticală și generează un impuls de 0,3 ms ± 10 %, cu frontul anterior sincron cu cel al impulsului de stingere (v. și figura 7.5, b).

Impulsurile de sincro pe verticală sînt folosite apoi pentru formarea semnalului sincro complex și pentru comanda generatorului de baleiaj pe verticală.

Impulsurile cu frecvența liniilor se formează plecînd de la semnalul generat de un oscilator de relaxare. Acesta generează impulsuri dreptunghiulare cu durata de 1,5 μs și frecvența f_H = 15 625 Hz. Comandat de aceste impulsuri, formatorul de impulsuri de stingere pe orizontală generează impulsuri cu durata de 12 μs ± 10 %. Impulsurile de stingere pe orizontală sînt utilizate, pe de o parte, la comanda generatorului de baleiaj pe orizontală, iar pe de altă parte, la formarea semnalului de stingere complet.

Semnalul de stingere complet, obținut cu ajutorul unui circuit SI din semnalele de stingere pe orizontală și verticală este folosit atît pentru comanda circuitului de stingere a vidiconului (vezi cap. 4) cît și pentru formarea impulsului complet de stingere necesar amplificatorului final video (AFV) pentru obținerea semnalului video complex (SVC).

Tot cu semnalul cu frecvența liniilor f_H se atacă formatorul impulsurilor de sincro pe orizontală, care generează impulsuri cu durata de 4,7 μs ± 10 %, întîrziate față de frontul anterior al impulsului de stingere cu o durată egală cu durata impulsului dat de oscilatorul de relaxare (1,5 μs). Impulsurile de sincro pe orizontală și verticală sînt introduse

apoi la intrările circuitului de formare a semnalului sincro complex, de unde sînt folosite pentru comanda circuitului de fixare comandată a nivelului și pentru formarea semnalului video complex.

În ceea ce privește schema de principiu a acestui sincrogenerator, dată în figura 7.9, vom menționa în cele ce urmează cîteva particularități ale sale.

Formatorul de impulsuri cu frecvența de 50 Hz, este de fapt un amplificator limitator, realizat în principal cu $T8$ și $R15$.

Tensiunea de 6,3 V/50 Hz, de la filamentul vidiconului este adusă pe baza tranzistorului prin intermediul circuitului trece-jos $R14$, $C11$. În afară de micșorarea tensiunii aplicate în baza tranzistorului și limitarea curentului de bază, acest circuit trece-jos (cu $f_{3dB} = 7$ Hz cînd $T8$ este blocat) are rolul de a atenua efectul perturbațiilor din rețea asupra sincrogeneratorului, efect care s-ar manifesta prin generarea unor impulsuri de stingere și sincronizare pe verticală suplimentare.

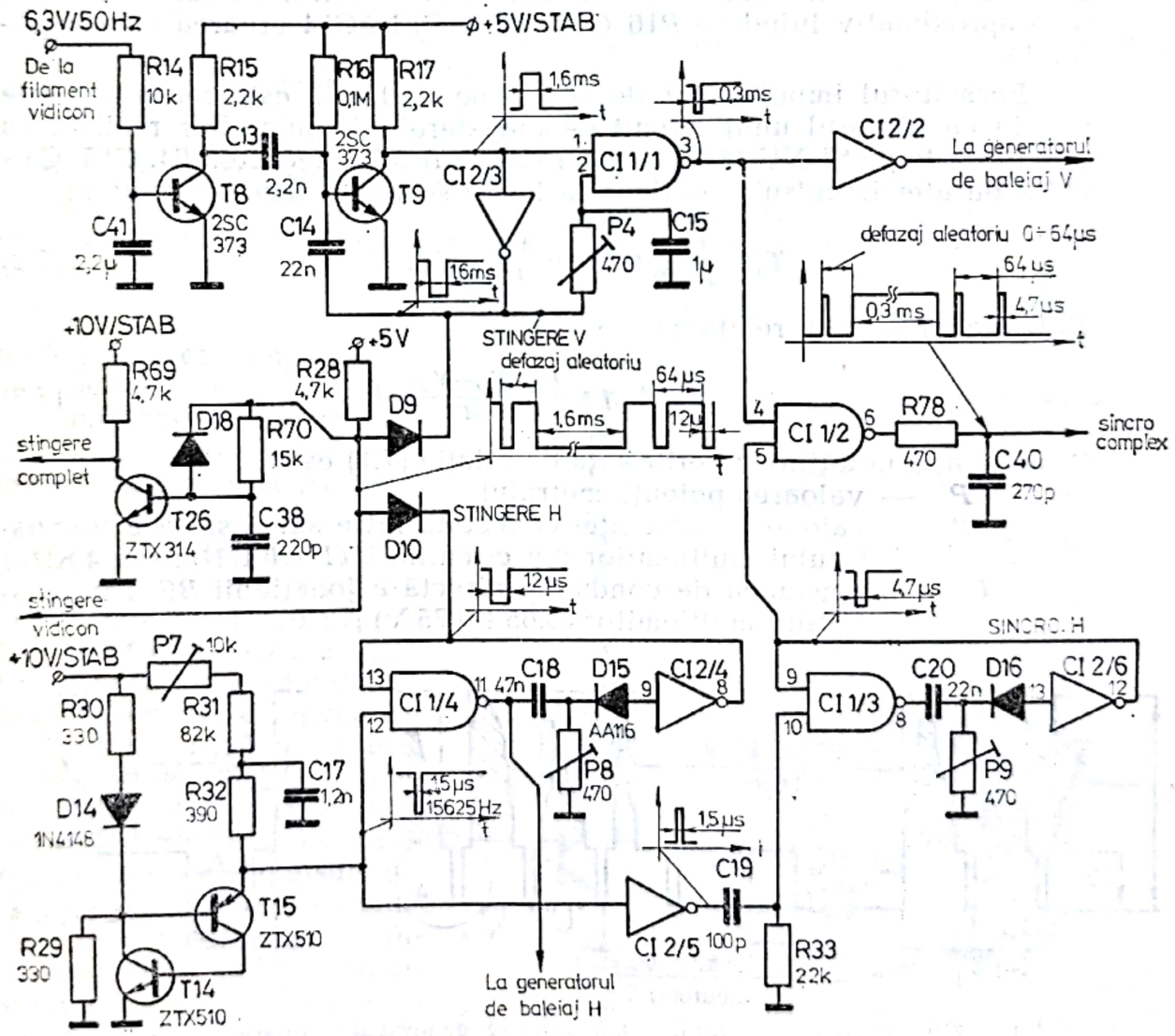


Fig. 7.9. Schema sincrogeneratorului camerei ITV11-11/F, G.

Scanned with OKEN Scanner

Formatorul impulsurilor de stingere pe verticală este un circuit basculant monostabil realizat cu un tranzistor și un invertor TTL (respectiv *T9* și *C12/3*) ; circuitul este comandat pe frontul căzător al impulsului aplicat la intrare. Durata impulsului generat se poate calcula cu relația :

$$T_i = \tau \ln \frac{V_{OH} + E_C}{E_C - U_\gamma}, \tag{7.1}$$

unde :

$$\tau = R16\,(C14 + C13) = R16 \cdot C16,$$

V_{OH} este valoarea nivelului logic ridicat („1") pentru invertorul TTL ;
E_C — tensiunea de alimentare (5 V) ;
U_γ — tensiunea de deschidere a tranzistorului ($\cong$ 0,5 V).

Relația este exactă dacă nivelul „jos" a impulsului de la intrare durează mai mult decît T_i, cazul din schemă. În caz contrar calculul se poate face aproximativ luînd $\tau = R16 \cdot C14$. Dacă $C13 \ll C14$ eroarea este neglijabilă.

Formatorul impulsurilor de sincro pe verticală este realizat foarte simplu cu ajutorul unui circuit de îngustare a impulsurilor realizat cu un circuit logic ȘI-NU (*CI* 1/1) și cu circuitul *RC* integrator *P4*, *C15*. Calculul duratei impulsului obținut la ieșire se poate face cu relația :

$$T_i = \frac{R \cdot P}{R + P} C15 \cdot \ln \frac{V_{OH} - E_E}{U_{10} - E_E}. \tag{7.2}$$

E_E se calculează cu relația :

$$E_E = V_{OL} + \frac{E_C - V_D - V_{OL}}{R + P} \cdot P \tag{7.3}$$

Semnificația notațiilor diferite față de relația (7.1) este :

P — valoarea potențiometrului.
R — valoarea rezistenței conectată între sursă și baza tranzistorului multiemitor din circuitul *TTL CI* 1/1 (circa 4 KΩ) ;
U_D — tensiunea de conducție directă a joncțiunii *BE* a tranzistorului multiemitor (0,65÷0,75 V) ;

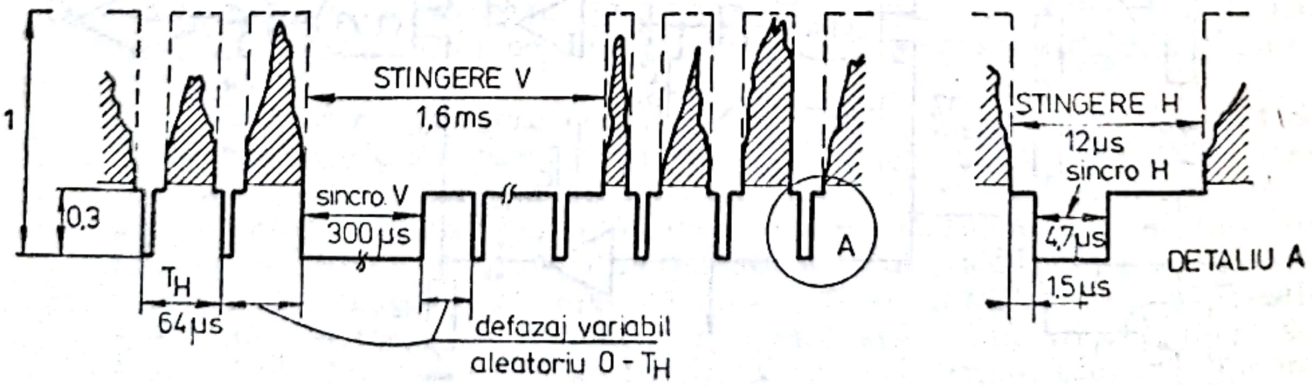


Fig. 7.10. Forma semnalului video complex generat de camera de televiziune ITV11-11/F, G.

Scanned with OKEN Scanner

U_{10} — tensiunea de la intrare a circuitului *TTL* pentru care ieşirea trece din starea „jos" în starea „sus" (circa 1,5 V);
V_{OL} — valoarea nivelului logic „0" pentru invertorul *TTL* de comandă.

Oscilatorul de relaxare este realizat sub forma unui circuit basculant astabil care utilizează un tranzistor unijoncţiune simulat cu *T*14, *T*15, *R*29, *R*30. Dioda *D*14 compensează variaţia cu temperatură a tensiunii U_{BE15} eliminînd efectul ei asupra frecvenţei impulsurilor generate. Cu *P*7 se reglează frecvenţa liniilor la valoarea nominală.

Formatorul impulsurilor de stingere pe orizontală este un circuit basculant monostabil realizat cu *CI* 1/4 (ŞI—NU), *CI* 2/4 (NU), *P*8, *C*18, *D*15. În starea stabilă invertorul *CI* 2/4 are nivelul „jos" („0") la intrare, datorită valorii mici a lui *P*8, deci *CI* 1/4 are aplicat la ambele intrări nivelul „sus" („1"). Circuitul trece în starea instabilă la apariţia la intrare (terminalul 12) a frontului căzător („negativ") al impulsului de intrare. Durata stării instabile este determinată de *C*18, *P*8 şi poate fi calculată aproximativ cu expresia :

$$T_i \cong \tau \ln \frac{\frac{R}{R+P}(E_C - U_{D1} - U_{CE3\,sat})}{U_{10} - U_D - \frac{P}{R_1+P}(E_C - U_D - U_{bE1})}, \qquad (7.4)$$

unde $\tau = (R+P).C$. Semnificaţia notaţiilor se poate deduce din figura 7.11. U_{10} are aceeaşi semnificaţie ca în relaţia (7.2). Pentru valorile uzuale ale termenilor relaţiei T_i se poate calcula estimativ cu relaţia :

$$T_i = \tau \ln \frac{4 \cdot P\,(4+P)}{(0{,}13+P)\,(4{,}8-2{,}8 \cdot P)}, \qquad (7.5)$$

unde *P* este exprimat în k Ω.

De menţionat că, circuitul funcţionează corect dacă impulsul de comandă de la intrare este mai scurt decît impulsul de la ieşire.

Acelaşi tip de circuit este folosit pentru generarea impulsului de sincro pe orizontală (*CI* 1/3, *CI* 2/6, *C*20, *P*9, *D*16). Fiind comandat cu impulsurile de la ieşirea invertorului *CI* 2/5 unde este disponibil de fapt semnalul de la ieşirea oscilatorului negat (inversat), monostabilul generează impulsuri întîrziate, faţă de cele de stingere pe orizontală, cu o durată egală cu durata impulsului de comandă (1,5 μs în cazul acestui circuit). Valoarea mare a rezistenţei *R*33

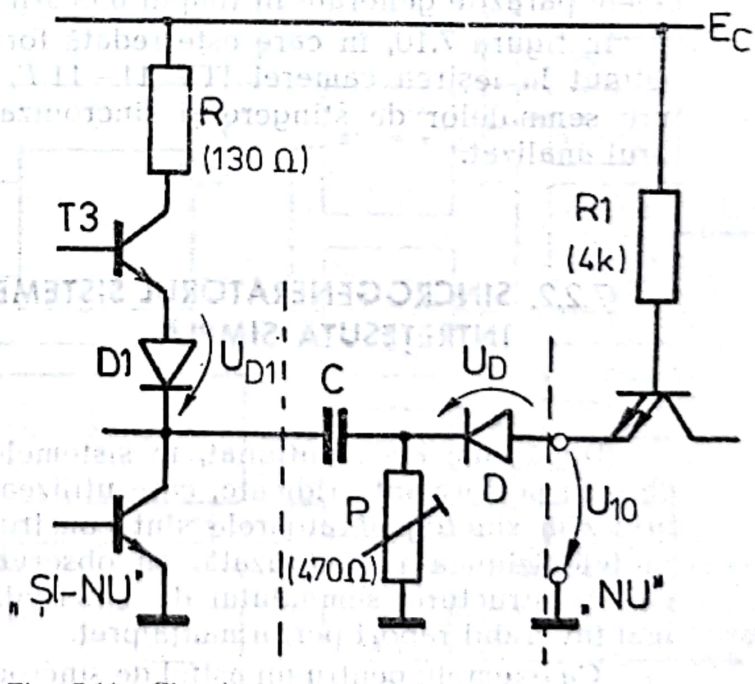


Fig. 7.11. Circuitul pentru calculul duratei impulsurilor de sincronizare şi stingere pe orizontală pentru generatorul din figura 7.9.

este necesară pentru menținerea nivelului „sus" („1") la intrare (pinul 10), după terminarea impulsului de comandă, asigurîndu-se astfel condiția de funcționare corectă a circuitului.

Efectul diodei *D*16 (*D*15) este de a contribui la obținerea unei durate mai mari a impulsului generat (prin micșorarea cu U_{D16} (U_{D15}) a valorii tensiunii pe *P*9 (*P*8) pentru care are loc revenirea *CBM*) precum și de a asigura o micșorare a solicitării intrării invertorului, care este polarizată cu o tensiune negativă relativ mare, după revenirea *CBM* în starea stabilă.

Semnalul de sincronizare complex se obține la ieșirea circuitului ȘI—NU *CI* 1/2 ; circuitul integrator *R*78, *C*40, are rolul de a mări durata fronturilor impulsurilor generate la circa 300 ns (de la circa 10 ns la ieșirea circuitului *TTL*), aducîndu-le astfel aproximativ la valorile cerute pentru semnalele de sincronizare în televiziunea radiodifuzată (v. și figura 7.3 c).

Semnalul de stingere complet se obține cu ajutorul circuitului ȘI realizat cu *D*9, *D*10, *R*28. Semnalul obținut la ieșirea circuitului ȘI este folosit atît pentru comanda stingerii vidiconului, cît și pentru comanda circuitului de formare a semnalului de stingere ce va fi introdus în semnalul video complex.

Acest ultim circuit realizat în principal cu *T*26, *R*69, este comandat în bază prin intermediul circuitului realizat cu *R*70, *C*38, *D*18. Acest grup RCD are rolul de a mări durata impulsului de stingere introdus în semnalul video complex față de cel aplicat vidiconului. Mărirea duratei, care se face prin întîrzierea frontului posterior al impulsurilor (cu cca. 0,1—0,2 μs) are rolul de a elimina din semnalul video semnalele parazite generate în timpul blocării vidiconului [17].

În figura 7.10, în care este redată forma semnalului video complex obținut la ieșirea camerei ITV 11—11/*F*, *G*, se poate urmări și structura semnalelor de stingere și sincronizare generate de sincrogeneratorul analizat.

7.2.2. SINCROGENERATORUL SISTEMELOR CU EXPLORARE ÎNTREȚESUTĂ SIMPLĂ

După cum am menționat, în sistemele de televiziune în circuit închis cu performanțe ridicate, care utilizează explorarea întrețesută propriu-zisă sincrogeneratoarele sînt construite după aceleași principii ca în televiziunea radiodifuzată, cu observația că se fac unele simplificări în structura semnalului de sincronizare în scopul obținerii celui mai favorabil raport performanță/preț.

Ca exemplu pentru un astfel de sincrogenerator se va analiza schema sincrogeneratorului din camera pentru TVCI produsă în țară la „Tehnoton" — Iași (tip K2b).

Scanned with OKEN Scanner

7.2.2.1. GENERALITĂȚI

În cele ce urmează vom folosi pentru notarea semnalelor notațiile menționate mai jos.

Sincrogeneratorul, a cărui schemă bloc este prezentată în figura 7.12, generează următoarele impulsuri ;

— impulsurile de stingere pe orizontală $A(H)$ folosite la generarea semnalului de stingere complet A și la comanda circuitului de stingere a vidiconului ;

— impulsurile de stingere pe verticală $A(V)$ folosite la generarea semnalului de stingere complet ;

— semnalul de stingere complet A, utilizat pentru formarea semnalului video complex (SVC) BAS ;

— semnalul de sincronizare complex S, utilizat pentru formarea semnalului BAS și pentru comanda circuitului de fixare comandată a nivelului din amplificatorul final video ;

— impulsurile cu frecvența liniilor — imp. H-folosite la comanda circuitelor utilizate la obținerea tensiunilor continue, necesare camerei (altele decît —6,3 V și +12,5 V) ;

— impulsurile cu frecvența cîmpurilor — imp. V — folosite la comanda circuitelor de baleiaj pe verticală și a stingerii vidiconului ;

— semnalul de sincronizare din exterior a altei camere de același tip notat $H/2+V_R$ (int) ;

Pentru formarea acestor semnale, în interiorul său sincrogeneratorul folosește și următoarele semnale :

— semnalele de sincronizare pe verticală și orizontală, respectiv $S(H)$, $S(V)$;

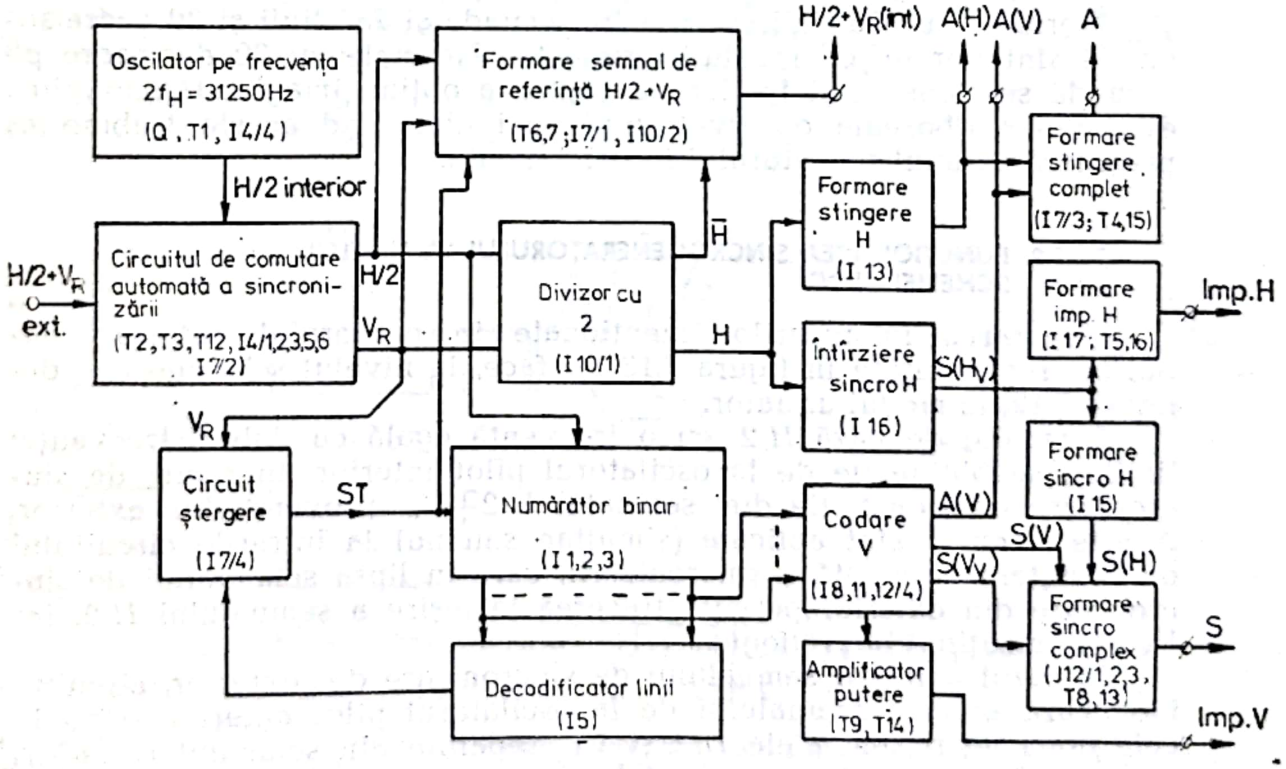


Fig. 7.12. Schema-bloc a sincrogeneratorului camerei compacte K2b.

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 7.1

Parametrii principali ai normelor de televiziune realizabili de camerele „Tehnoton"

Varianta	n_z	f_v [Hz]	f_e [Hz]	T_H [s]	T_V [ms]	După standardul
1	625	50	15625	64	20	CCIR/norma B
2	875	50	21 875	45.8	20	CCIR/norma B
3	525	60	15 750	63.5	16,66	EIA/RS 330
4	735	60	22 050	45,4	16,66	EIA/RS 330

— semnalele de întîrziere a impulsurilor de sincro față de cele de stingere, pe verticală și orizontală, respectiv $S(V_r)$, $S(H_r)$;

— semnalul V_R care marchează începutul cadrului;

— semnalul ST de ștergere a numărătorului binar.

Toate aceste semnale pot fi generate în două regimuri de lucru:

— un regim de sincronizare interioară, cînd semnalele se formează plecînd de la oscilațiile generate de un oscilator interior cu cuarț, cu frecvența $2f_H$, semnalul notat cu $H/2$;

— un regim de sincronizare exterioară, cînd semnalele se generează plecînd de la semnalul $H/2+V_R$ primit din exterior de la o altă cameră. De reținut că în acest regim se asigură sincronizarea și sinfazarea atît a explorării pe orizontală cît și pe verticală.

Schimbînd în mod convenabil frecvența oscilatorului interior se pot obține, prin modificarea unor conexiuni, semnalele corespunzătoare mai multor norme. Principalii parametrii ai acestor norme sînt dați în tabelul 7.1.

Normele cu 875 linii și 25 cadre/secundă și 735 linii și 30 cadre/secundă sînt norme cu rezoluție ridicată. Normele cu 30 de cadre pe secundă se folosesc și în Europa pentru a obține imagini fără pîlpîiri, evitîndu-se oboseala observatorului, mai ales cînd acesta trebuie să privească ecranul-receptorului în permanență.

7.2.2.2. FUNCȚIONAREA SINCROGENERATORULUI LA NIVELUL SCHEMEI BLOC

Generarea impulsurilor menționate în paragraful anterior, impulsuri reprezentate în figura 7.13, se face, la nivelul schemei-bloc din figura 7.12, în modul următor.

Semnalul de bază $H/2$, cu o frecvență egală cu dublul frecvenței liniilor, se obține fie de la oscilatorul pilot interior, în regim de sincronizare interioară, fie din semnalul $H/2+V_R$ provenit din exterior. Aceste semnale sînt aplicate (simultan sau nu) la intrările circuitului de comutare automată a sincronizării, care în lipsa semnalului de sincronizare din exterior permite trecerea la ieșire a semnalului $H/2$, iar V_R este menținut la „1" logic.

În cazul aplicării semnalului de sincronizare din exterior, circuitul blochează accesul semnalului de la oscilatorul pilot anterior și dă la cele două ieșiri semnalele $H/2$ și V_R, separate din semnalul $H/2+V_R$, necesare formării tuturor semnalelor generate și sincronizării cadrelor.

Scanned with OKEN Scanner

Semnalul $H/2$ (sau $H/2$ și V_R în cazul sincronizării exterioare) se aplică unui divizor cu 2, la ieșirile căruia se obțin semnalele cu frecvența liniilor H și $\overline{H}$. Semnalul H se aplică la intrarea a două circuite care formează, respectiv, semnalele de stingere pe orizontală $A(H)$ și de întîrziere a impulsului de sincronizare pe orizontală $S(H_v)$ (v. figura 7.13 a). Cu impulsul $S(H_v)$ se atacă circuitele de formare a impulsului imp. H (v. fig. 7.13 b), disponibil în exteriorul sincrogeneratorului și impulsul de sincronizare $S(H)$.

Tot semnalul $H/2$ se aplică la intrarea unui numărător binar cu 10 ranguri, prin intermediul circuitului decodificator linii și a circuitului de ștergere, numărătorul este adus la zero după un număr de impulsuri egal cu numărul de linii din cadru.

În cazul sincronizării din exterior semnalul V_R aduce de asemenea numărătorul la zero, marcînd astfel începutul cadrului.

Primind la intrare semnalele $H/2$, $\overline{H}$, de ștergere ST (sau ST și V_R în cazul sincronizării exterioare) în circuitul de formare a semnalului de referință se formează semnalul $H/2+V_R$ (interior) cu care se poate comanda o cameră de același tip (v. fig. 7.13 c).

Din semnalele disponibile la ieșirea numărătorului binar, cu ajutorul circuitului" codare V" se obțin semnalele $A(V)$, $S(V)$, $S(V_v)$ și impulsul V (v. fig. 7.13 b) ; acesta din urmă este disponibil în exteriorul sincrogeneratorului, prin intermediul unui amplificator.

Semnalele $S(V)$ și $S(V_v)$ împreună cu semnalul $S(H)$ sînt aplicate circuitului de formare a semnalului de sincronizare complex S.

Semnalul de stingere pe verticală $A(V)$, care este disponibil și în exteriorul sincrogeneratorului, este aplicat împreună cu $A(H)$, la intrările circuitului de formare a semnalului de stingere complet A, semnal de asemenea disponibil în exteriorul sincrogeneratorului.

În tabelul 7.2 sînt date duratele impulsurilor menționate pentru cele 4 variante ale sistemului de explorare al camerei.

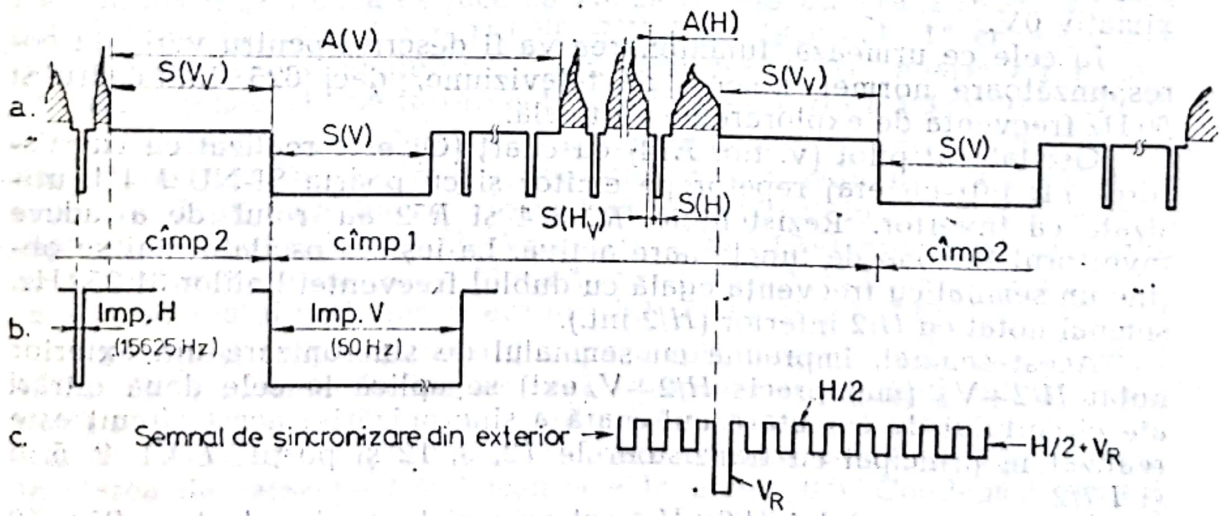


Fig. 7.13. Impulsurile generate de sincrogeneratorul camerei compacte : a — impulsurile $A(V)$, $S(V)$, $S(V_v)$, $A(H)$, $S(H_V)$; b — *impulsurile Imp. H* și Imp. V ; c — semnalul de sincronizare din exterior, $H/2+V_R$.

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 7.2

Duratele impulsurilor generate de sincrogeneratorul camerei „Tehnoton"

Parametrul	Varianta			
	1	2	3	4
n_z/f_c [1/Hz]	625/50	875/50	525/60	735/60
H (μs)	64	45,8	63,5	45,4
$A(H)$	18,8±0,2%H 12,05±0,13 μs	8,7±0,1 μs	12,05 μs	7±0,25 μs
$A(V)$	20H 1 280 μs	25H 1 142±1 μs	18÷21H 1 150÷1333 μs	1250±150 μs
$S(H)$	7,35±0,2 %H 4,7±0,13 μs	2,75±0,1 μs	7,5±0,5%H 4,75±0,3 μs	2,75±0,25 μs
$S(V)$	2,5 H (160 μs)	2,5H 114,5 μs	3H 150÷50 μs min 2%H	3H 125±50 μs
$S(H_r)$	1,55±0,15 μs	1±0,25 μs	1÷2 μs	1±0,25 μs
$S(V_r)$	2,5H (160 μ s)	2,5H 114,5 μs	0÷3H 0÷250 μs	0÷3H 0÷250 μs
Imp. H	11,2±0,2%H 7,15±0,13 μs	5±0,1 μs	6,4±0,4 μs	5±0,1 μs
Imp. V	10H 640 μs	15H 686± · μs	4±0,6% V 666±100 μs	15H 681 μs

7.2.2.3. SCHEMA DE PRINCIPIU. DESCRIERE

Schema de principiu a sincrogeneratorului camerei K2b este prezentată în figurile 7.14, 7.15, 7.16. Schema, realizată atît cu circuite TTL cît şi cu elemente discrete, este alimentată între masă şi —5 V, în scopul atenuării influenţei perturbaţiilor asupra restului circuitelor ; în aceste condiţii nivelul „jos" corespunzător lui „0" logic va fi aproximativ —5 V, iar nivelul „sus" corespunzător lui „1" logic va fi aproximativ 0V.

În cele ce urmează, funcţionarea va fi descrisă pentru varianta corespunzătoare normei noastre de televiziune, deci 625 linii/cadru şi 50 Hz frecvenţa de explorare pe verticală.

Oscilatorul pilot (v. fig. 7.14) cu cuarţ (Q) este realizat cu tranzistorul $T1$, într-un etaj repetor pe emitor şi cu poarta ŞI-NU I 4/4, utilizată ca invertor. Rezistenţele $R2, 3, 4$ şi $R52$ au rolul de a aduce invertorul în zona de funcţionare activă. La ieşirea oscilatorului se obţine un semnal cu frecvenţa egală cu dublul frecvenţei liniilor 31 250 Hz, semnal notat cu $H/2$ interior ($H/2$ int.).

Acest semnal, împreună cu semnalul de sincronizare din exterior notat $H/2+V_R$ (mai precis $H/2+V_R$ext) se aplică la cele două intrări ale circuitului de comutare automată a sincronizării ; acest circuit este realizat în principal cu tranzistoarele $T2, 3, 12$ şi porţile I 4/1, 2, 5, 6 şi I 7/2.

În lipsa semnalului $H/2+V_R$ ext pe rezistenţa de adaptare $R53$, $T2$ este saturat, iar $T12$, este deschis (conduce). În aceste condiţii $T12$ menţine la intrarea invertorului I 4/6 nivel „1" (≈—2,5 V) ceea ce face ca

Scanned with OKEN Scanner

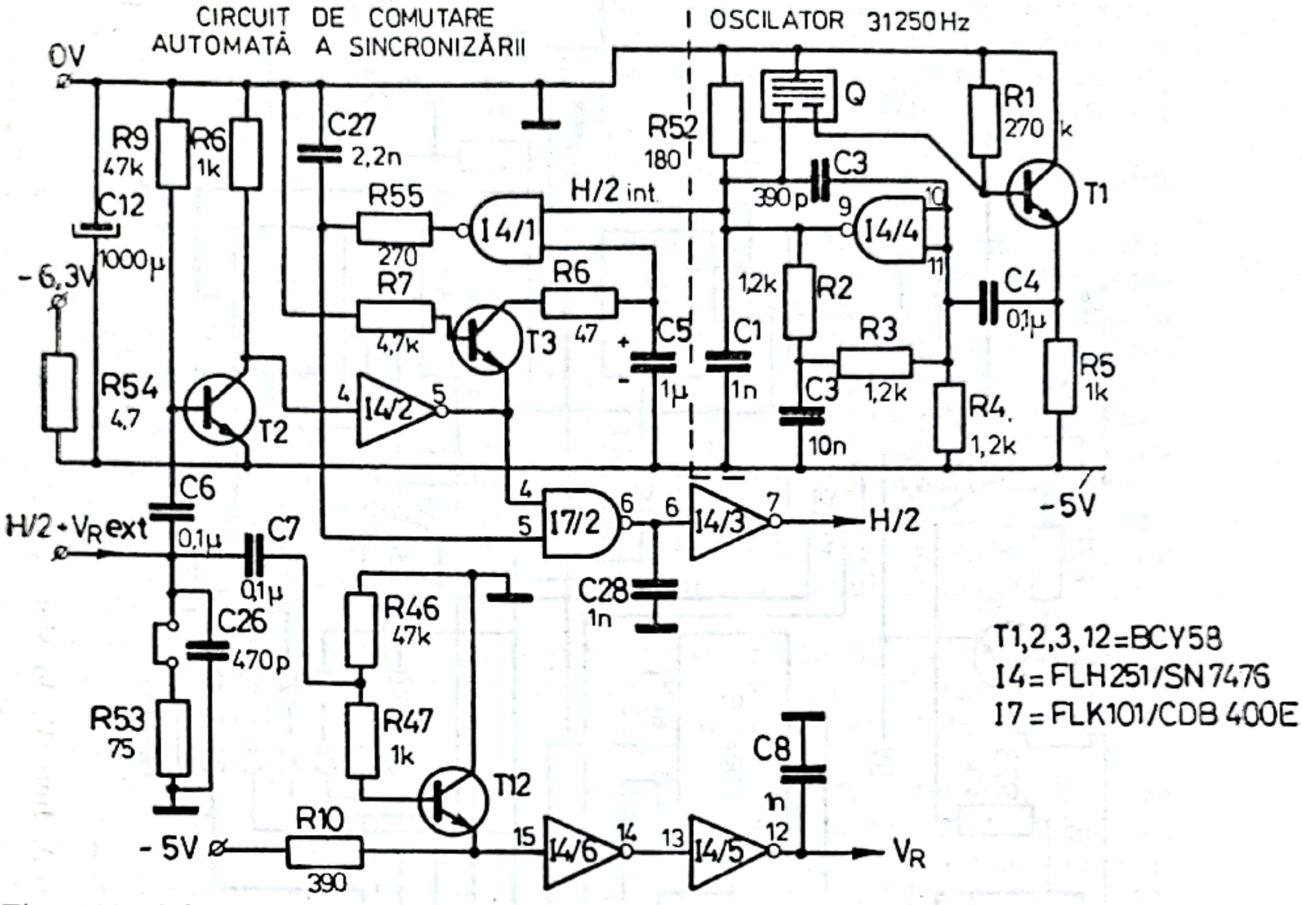


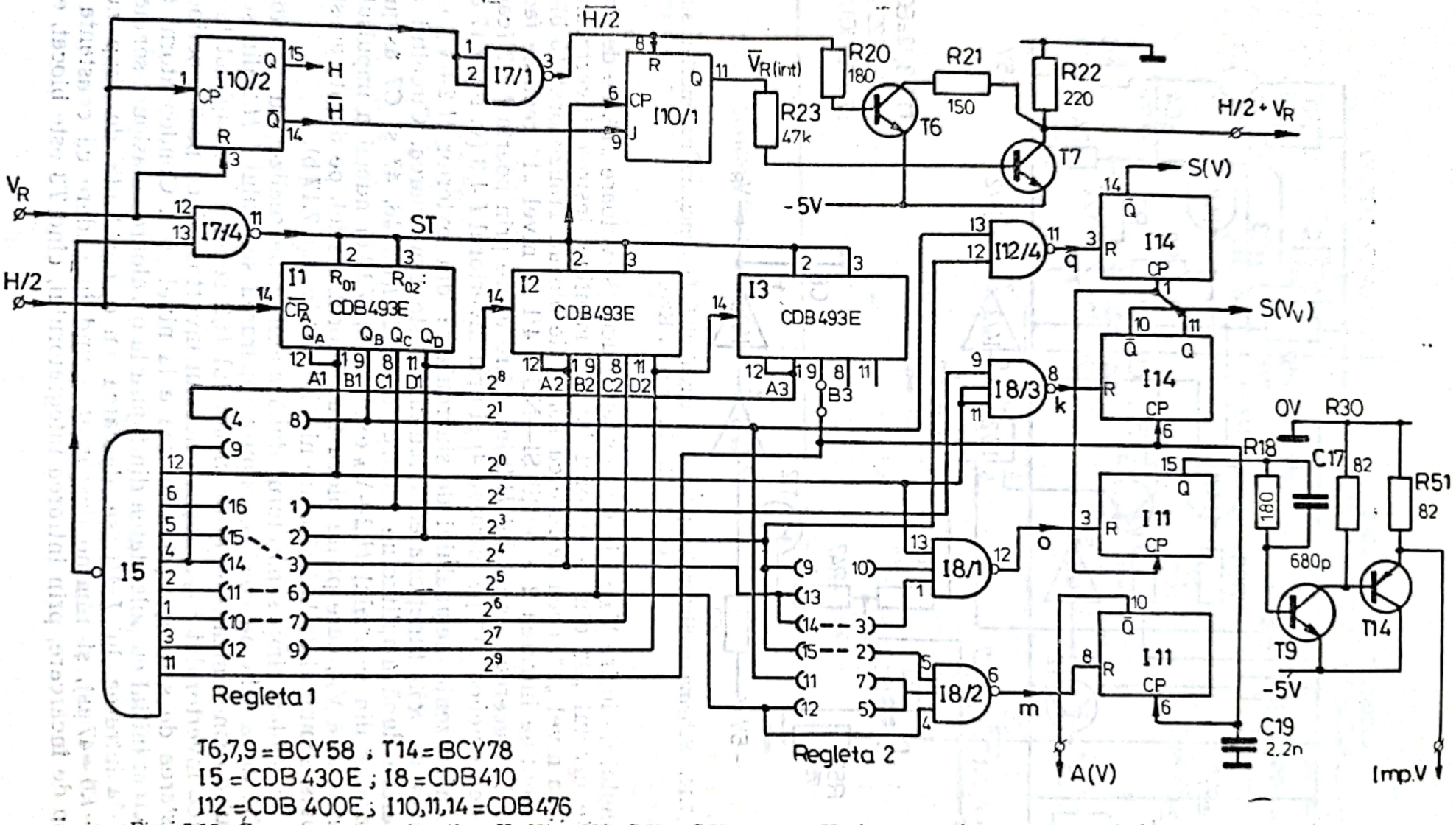
Fig. 7.14. Schema oscilatorului pilot şi a circuitului de comutare automată a sincronizării din camera K2b.

semnalul de ieşire V_R să ia de asemenea aceeaşi valoare „1". Pe de altă parte nivelul „0" din colectorul lui $T2$ menţine ieşirea invertorului I 4/2 la nivel „1", ceea ce face ca $T3$, să fie blocat. Tranzistorul $T3$ blocat menţine intrarea 2 a porţii ŞI—NU I 4/1 la nivel „1" ceea ce face posibilă trecerea semnalului $H/2$ int. către ieşire prin poarta I 7/2 (care are deasemenea „1" pe intrarea 4) şi prin invertorul I 4/3 (v. fig. 7.17 a).

În prezenţa semnalului de sincronizare din exterior $H/2+V_R$ ext aplicat pe $R53$ funcţionarea circuitului este următoarea. Circuitul de separare după amplitudine realizat cu $T12$, $R10$, 46, 47 şi $C7$ asigură separarea din semnalul $H/2+V_R$ ext (v. fig. 7.13 c) numai a impulsului de referinţă V_R, care poate bloca tranzistorul. Astfel, pe durata acestui impuls, semnalul de la ieşire are nivelul „0" (v. fig. 7.17 b).

În acelaşi timp separatorul după amplitudine realizat cu $T2$, $R6$, 9 şi $C6$, după schema clasică, asigură separarea semnalului $H/2$ din semnalul de sincronizare exterior. Semnalul $H/2$ separat este aplicat la intrarea invertorului I 4/2. Ieşirea acestui invertor aduce pe $T3$, periodic, în starea de saturaţie (cînd ieşirea e la nivel „0"). Condensatorul $C5$, încărcat iniţial cu polaritatea din figură la o valoare ce asigură semnalul „1" la intrarea lui I 4/1, se descarcă cu o constantă de timp mică ($C5 \cdot R6 = 47\ \mu s$), şi rămîne descărcat, avînd în vedere că constanta de timp de încărcare, prin intrarea integratorului, cînd $T3$ este blocat, este

Scanned with OKEN Scanner



T6,7,9 = BCY58 ; T14 = BCY78
I5 = CDB430E ; I8 = CDB410
I12 = CDB 400E ; I10,11,14 = CDB476

Fig. 7.15. Generarea impulsurilor H, $H/2+V_r$, $S(V)$, $S(V_r)$, Imp. V, în sincrogeneratorul camerei K2b.

Scanned with OKEN Scanner

mare ($C5 \cdot R$ integrat $\cong 10^{-6} \cdot 4 \cdot 10^{3} = 4$ ms). Avînd deci semnal „0" pe intrarea 2, *I* 4/1 dă „1" la ieşire, ceea ce permite trecerea prin *I* 7/2 a semnalului *H*/2 provenit din exterior, semnal aplicat la intrarea 4. Astfel la ieşirea circuitului *I* 4/3 se livrează semnalul *H*/2 provenit din exterior.

Aceste două semnale *H*/2 şi V_R sînt aplicate celorlalte circuite, din ele obţinîndu-se toate semnalele necesare.

De exemplu, semnalul *H*/2 este aplicat la intrarea numărătorului binar, realizat cu 10 din cele 12 circuite bistabile ale circuitelor integrate *I* 1, 2, 3 din figura 7.15. Prin intermediul regletei 1 se aplică la intrarea decodificatorului linii, realizat cu *I*5 (ŞI—NU cu 8 intrări), numai semnalele de la acele ieşiri ale căror combinaţie de stări determină apariţia semnalului de stingere ST după un număr de impulsuri egal cu numărul de linii din cadru, în cazul analizat 625. Avînd în vedere că numărătorul este comandat cu semnalul *H*/2, care are frecvenţa de două ori mai mare decît frecvenţa liniilor, rezultă că aducerea la zero a numărătorului de către impulsul de ştergere *ST* (v. fig. 7.17 s) are loc de două ori într-un cadru (odată pe cîmp), iar impulsurile ST au frecvenţa de 50 Hz.

Circuitul de ştergere este realizat cu o poartă ŞI—NU cu două intrări *I* 7/4. Aducerea la zero a numărului se face cu nivel „sus" (deci „1") aplicat pe intrările corespunzătoare. Acest nivel se obţine la ieşirea circuitului de ştergere în modul următor.

În cazul sincronizării interioare, cînd V_e = „1", aducerea la zero are loc cînd toate intrările decodificatorului sînt la nivel „1", în cazul nostru pentru starea „625". În acest caz semnalul la ieşirea decodificatorului (*I* 5 pinul 8) trece din „1" în „0", iar semnalul *ST* din „0" în „1". Impulsul de ştergere generat în acest caz este foarte scurt (circa 50 ns).

În cazul sincronizării exterioare, indiferent de starea ieşirii decodificatorului, la sosirea impulsului V_R, numărătorul este adus la zero, ceea ce înseamnă de fapt că numărătorul este adus în aceeaşi stare cu a numărătorului corespunzător din camera de la care se primeşte semnalul de sincronizare (v. fig. 7.17 b, d—j). În continuare, deci, semnalele vor fi generate în fază nu numai la nivelul liniilor ci şi al cadrelor.

Semnalele *H*/2 şi V_R (dacă există) sînt aplicate şi divizorului cu 2, realizat cu circuitul bistabil *JK—MS*, *I* 10/2.

Semnalul *H*/2 se aplică la intrarea de tact (clock), circuitul funcţionînd ca un bistabil tip *T*, deoarece ambele intrări *J*, *K* sînt în gol (echivalent cu semnalul „1"). Pe intrarea de aducere la zero se aplică semnalul V_R, pentru a aduce divizorul în aceeaşi stare cu cel corespunzător din „camera pilot", în cazul sincronizării exterioare. La cele două ieşiri ale divizorului cu 2 se obţin semnalele *H* şi $\overline{H}$ cu frecvenţa liniilor.

Semnalul $\overline{H}$ este folosit numai la formarea semnalului de referinţă $H/2+V_R$ int.; împreună cu semnalele *H*/2 şi V_R se aplică la intrările circuitului de formare a semnalului de referinţă realizat cu *I* 6, 7; *I* 10/1 şi *I* 7/1. Funcţionarea circuitului poate fi dedusă uşor, dacă se urmăresc diagramele din figura 7.17. Bistabilul *I* 10/1, menţinut în starea „0" de impulsurile *H*/2 negat ($\overline{H/2}$) aplicate la intrarea de ştergere, este adus în starea „1" pe frontul negativ al impulsului *ST*, cînd $\overline{H}$,

Scanned with OKEN Scanner

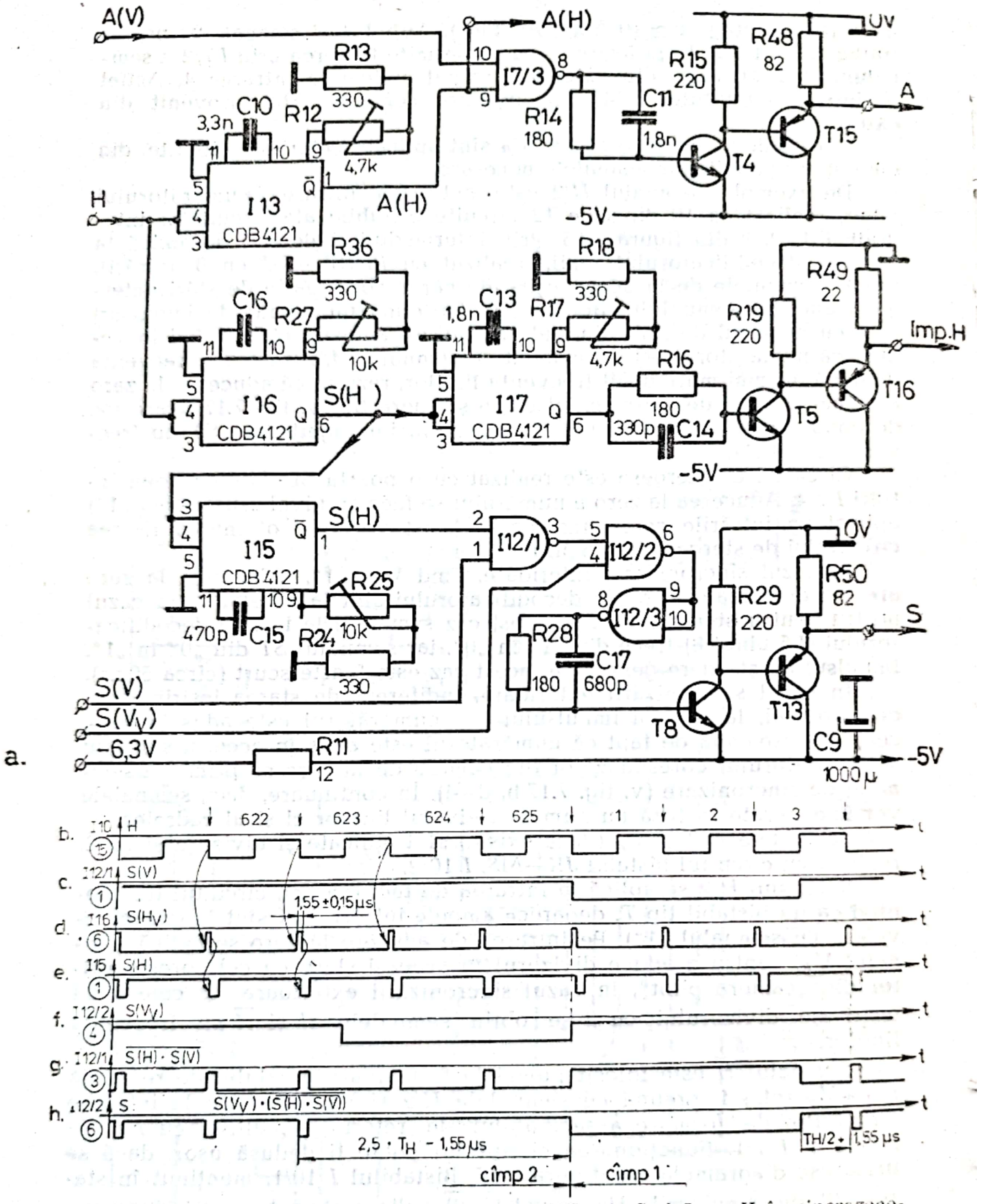


Fig. 7.16. Generarea impulsurilor $S(H)$, $S(H_V)$, $A(H)$, A, S și Imp. H în sincrogeneratorul camerei K2b; a — schema; b — obținerea semnalului de sincronizare complex S.

Scanned with OKEN Scanner

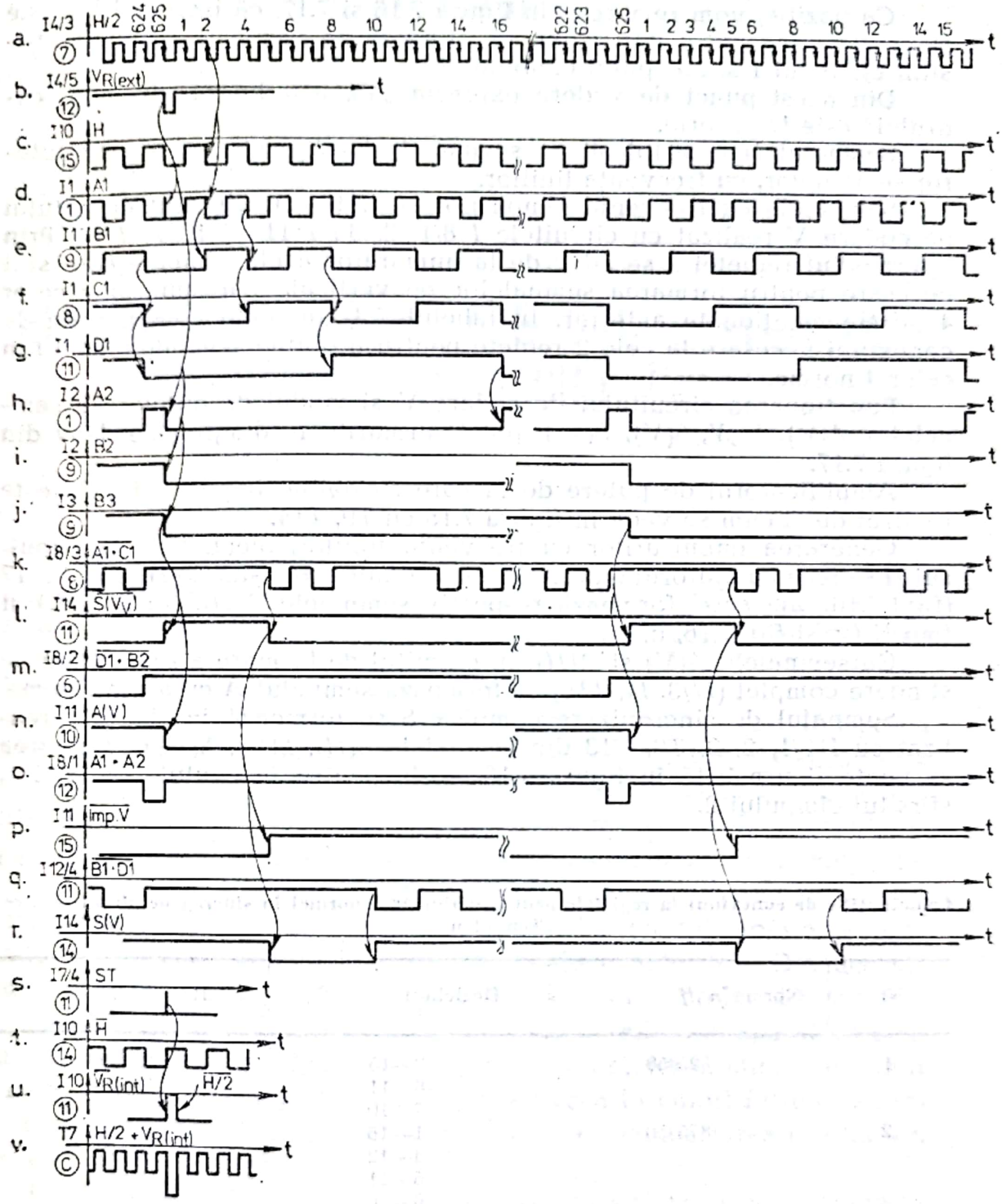


Fig. 7.17. Diagramele de variație în timp ale semnalelor din principalele puncte ale schemei din figura 7.15.

aplicat la intrarea J, este „1". La ieșirea Q a bistabilului se obține semnalul $\overline{V}_R$. Prin aplicarea semnalelor $\overline{H/2}$ și $\overline{V}_R$ circuitului realizat în principal cu $T6$, 7, $R21$, 22, se obține semnalul $H/2+V_R$ (v. fig. 7.17 v) cu o amplitudine pe sarcina de 75 Ω de circa 4 V_{vv}, din care circa 1,5 V_{vv} amplitudinea semnalului $H/2$.

Scanned with OKEN Scanner

Ca poziție, vom remarca din figura 7.16 și 7.17, că impulsul V_R este sincron cu începutul impulsului de stingere pe verticală situat la sfîrșitul cîmpului 1 și începutul cîmpului 2.

Din acest punct de vedere expresia „V_R marchează începutul cadrului" este improprie.

Semnalul H este folosit ca semnal de bază pentru obținerea tuturor semnalelor, cu frecvența liniilor.

Semnalele cu frecvența cîmpurilor se obțin cu ajutorul circuitului de codare V realizat cu circuitele I 8/1, 2, 3; I 11; I 12/4; I 14. Prin intermediul regletei 2 se aduc de la numărător acele semnale care sînt necesare pentru formarea semnalelor pe verticală corespunzător celor 4 norme menționate anterior. În tabelul 7.3 sînt date combinațiile de conexiuni necesare la cele 2 reglete pentru a obține semnalele conform celor 4 norme.

Funcționarea circuitului de codare V și modul de obținere a semnalelor $A(V)$, $I_{mp}V$, $S(V)$, $S(V_v)$ pot fi urmărite în diagramele d—v din figura 7.17.

Amplificatorul de putere de la care se obține impulsul Imp.V este realizat după cum se vede în figura 7.15 cu $T9$, $T14$.

Generarea impulsurilor cu frecvența liniilor, plecînd de la impulsul H se face cu ajutorul circuitelor basculante monostabile $I13$, 15, 16, 17 (fig. 7.16, a), care formează respectiv semnalele $A(H)$, $S(H)$, $S(H_v)$ și Imp H (v. și fig. 7.16, d, e).

Cu semnalele $A(V)$ și $A(H)$, în circuitul de formare a semnalului de stingere complet ($I7/3$, $I4$, $T16$) se formează semnalul A cu același nume.

Semnalul de sincronizare complex S se formează în circuitul realizat cu $I12/1$, 2, 3, $T8$, $T13$ din semnalele $S(H)$, $S(V)$, $S(V_v)$; formarea sa poate fi urmărită în figura 7.16, e—h, pentru începutul cîmpului 1, sfîrșitul cîmpului 2.

Tabelul 7.3

Combinațiile de conexiuni la regletele pentru schimbarea normei în sincrogeneratorul camerei „Tehnoton"

Nr.	Norma în /f	Regleta 1	Regleta 2
1	625/50	3—15	2—15
		6—11	3—14
		7—10	
2	875/50	1—16	2—13
		4—12	3—12
		5—11	5—10
		6—10	
		8—9	10—11
3	525/60	1—16	2—15
		2—15	3—14
4	735/60	1—16	2—13
		2—15	3—12
		3—14	5—11
		5—12	
		7—11	10—11
		8—10	

Scanned with OKEN Scanner

Capitolul 8

ELEMENTE AUXILIARE ALE UNUI SISTEM DE TELEVIZIUNE ÎN CIRCUIT ÎNCHIS

Un sistem de televiziune în circuit închis poate consta dintr-o singură cameră de televiziune conectată la un receptor de televiziune. Totuşi unele aplicaţii, care solicită mai multe camere şi mai multe receptoare (monitoare), necesită şi un echipament auxiliar, uneori asemănător echipamentului de televiziune radiodifuzată.

Aceste elemente auxiliare pot fi împărţite în două grupe. Din prima grupă fac parte elementele care au drept scop asigurarea transmiterii, comutării şi distribuirii semnalului video complex de la una sau mai multe surse către unul sau mai multe receptoare. Din a doua grupă fac parte elementele care realizează funcţii mai complexe ca: magnetoscoape, aparatură pentru introducerea de texte, date sau tabele în imagine, circuite de mixare pentru prezentarea pe acelaşi monitor a imaginilor de la 2—4 camere, înregistratoare de imagini TV. Din această grupă mai face parte şi aparatura destinată unor prelucrări speciale ale semnalului video complex ca: detectoare de mişcare, aparatură pentru măsurarea dimensiunilor, unghiurilor, suprafeţelor şi numărului unor obiecte din imagine, sisteme pentru prezentarea în culori false (pseudocromie) a imaginilor alb-negru, sisteme pentru recunoaşterea imaginilor, lor, etc.

Cu ajutorul acestor elemente auxiliare, un sistem de televiziune în circuit închis poate fi adaptat necesităţilor prezente şi viitoare ale utilizatorului, în condiţii de eficienţă maximă.

În cele ce urmează vor fi prezentate unele probleme legate de realizarea şi utilizarea elementelor auxiliare uzuale ale sistemelor de televiziune în circuit închis, elemente destinate transmiterii, comutării şi distribuirii semnalului video complex.

Scanned with OKEN Scanner

8.1. COMUTATOARE VIDEO

Comutatoarele video sînt circuite care asigură comutarea semnalului video sau video complex între un număr de intrări N și un număr de ieșiri M. Schema-bloc a unui astfel de comutator video utilizat în sistemele de televiziune în circuit închis este reprezentată în figura 8.1.

După cum se observă din figură, un comutator video N/M (cu N intrări și M ieșiri) se compune dintr-un circuit de intrare, o matrice de comutare $N \times M$ și un număr M de amplificatoare de ieșire.

Circuitul de intrare, compus de fapt din N secțiuni de intrare identice, are rolul de a asigura adaptarea sau separarea necesară între linia prin care este adus semnalul video și matricea de comutare. Adaptarea liniei prin care este adus semnalul trebuie asigurată indiferent dacă linia respectivă este selectată sau nu.

Matricea de comutare $N \times M$ constituie elementul esențial al comutatorului video, ea asigurînd conectaorea oricărei ieșiri la oricare intrare. O matrice $N \times M$ se poate realiza în practică din N matrici $1 \times M$ sau M matrici $N \times 1$, conectate convenabil, aceasta asigurînd o flexibilitate sporită în realizarea comutatoarelor video. Matricea de comutare se poate realiza utilizînd comutatoare mecanice, relee, de preferință cu contacte în vid, sau dispozitive semiconductoare ca: diode de comutare, tranzistoare bipolare sau unipolare, circuite integrate special concepute.

Amplificatoarele de ieșire au rolul de a asigura valoarea corespunzătoare a amplitudinii semnalului video la ieșire, adaptarea impedanței de ieșire la linia de transmisie, precum și eventualele mici corecții necesare a fi făcute semnalului video în urma trecerii sale prin celelalte elemente ale comutatorului video.

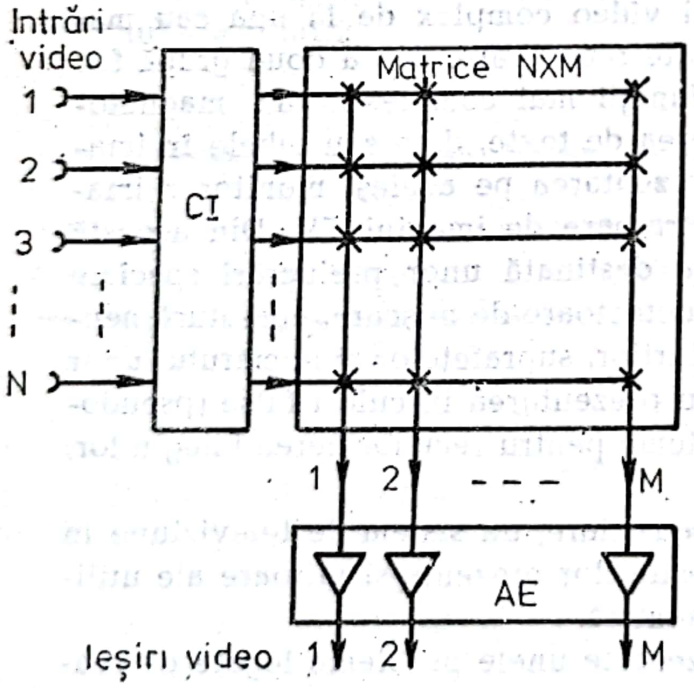


Fig. 8.1. Schema-bloc a unui comutator video cu N intrări și M ieșiri: CI — circuite de intrare; AE — amplificatoare de ieșire.

Comutatoarele video trebuie astfel realizate încît influența între căi (diafotia) să fie neglijabilă, iar conectarea/deconectarea unei ieșiri de la o intrare să nu ducă la variația amplitudinii semnalului video.

În acest sens, atenuarea de diafotie necesară este de minimum 40 dB în televiziunea în circuit închis (circa 60 dB în televiziunea radiodifuzată), iar variația amplitudinii semnalului, la conectarea unei căi circa 0,1 dB, în televiziunea radiodifuzată.

Scanned with OKEN Scanner

8.1.1. CIRCUITE DE COMUTARE VIDEO

8.1.1.1. COMUTAREA DIRECTĂ CU COMUTATOARE MECANICE

Cel mai simplu comutator video poate fi realizat cu ajutorul unui comutator basculant, care poate comuta intrarea unui monitor între ieşirile a două camere, cum se poate vedea în figura 8.2. Cu ajutorul celor două rezistenţe de 75 Ω se asigură funcţionarea camerelor pe rezistenţa de sarcină nominală, indiferent dacă ele sînt selectate sau nu.

Comutatoarele video mecanice, cu mai multe intrări, ca în figura 8.3, se realizează totuşi cu ajutorul unor claviaturi, care sînt mai comod de acţionat. Aceste claviaturi trebuie realizate astfel încît să nu permită decît conectarea unei singure camere odată.

Astfel de comutatoare video, realizate uzual pentru 5 sau 10 intrări şi o ieşire, au avantajul că sînt mici, ieftine, nu consumă energie, deci nu necesită alimentare, sînt uşor de întreţinut.

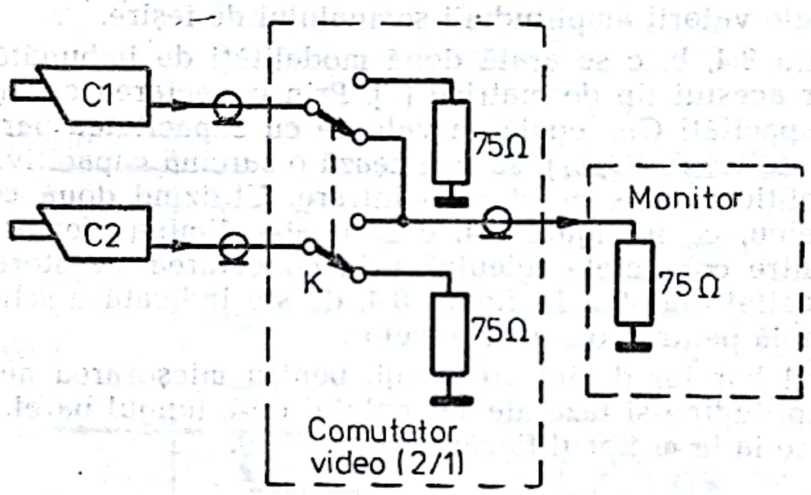


Fig. 8.2. Comutator video simplu.

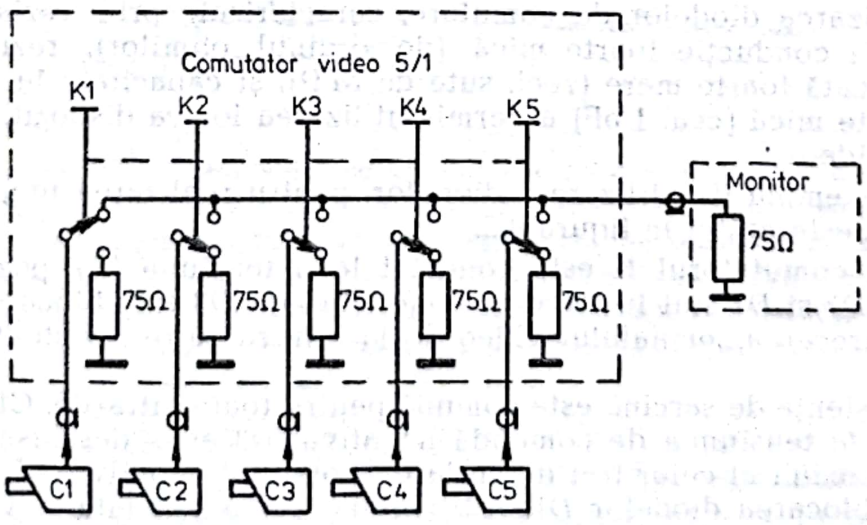


Fig. 8.3. Comutator video 5/1 cu comutare mecanică.

Scanned with OKEN Scanner

Dezavantajul major al acestui tip de comutator îl constituie imposibilitatea comenzii de la distanță, facilitate necesară în cele mai multe aplicații.

8.1.1.2. COMUTAREA CU RELEE

Înlocuirea în figura 8.3 a comutatoarelor $K1$—$K5$ ale claviaturii cu contactele comutatoare a 5 relee electromagnetice duce la obținerea unui comutator video 5/1 cu comutatoare cu relee, care prezintă avantajul că poate fi comandat de la distanță. În cazul cînd numărul de ieșiri M este mai mare decît 1 schema unei matrici cu relee arată ca în figura 8.4, a.

Amplificatoarele separatoare de intrare (*ASI*) au rolul de a asigura comanda în condiții bune a sarcinii capacitive destul de mari pe care o prezintă linia în cazul unui număr de ieșiri mare. Amplificatoarele separatoare de ieșire (*ASE*) au impedanța de intrare mare, astfel încît conectarea/deconectarea lor de la o linie de intrare să nu producă modificări ale valorii amplitudinii semnalului de ieșire.

În figura 8.4, b, c se arată două modalități de îmbunătățire a performanțelor acestui tip de matrice [7]. Prin conectarea ca în figura 8.4, b a unei capacități C_{ij}, egală ca valoare cu capacitatea parazită totală a unei linii de ieșire ($C_{p\,tot}$), se realizează o sarcină capacitivă constantă pentru amplificatorul separator de intrare. Utilizînd două contacte ale aceluiași releu, ca în figura 8.4, c se poate elimina efectul capacității parazite dintre contactele releului, prin conectarea acestora la masă, micșorînd astfel diafotia. În figura 8.4, d este indicată o schemă de conectare simplă pentru comanda releelor.

În cazul barelor de intrare lungi, pentru micșorarea neuniformităților de amplitudine și fază ale semnalului de-a lungul barei, punctul de conexiune se ia la mijlocul fiecărei bare.

8.1.1.3. COMUTAREA CU DIODE SEMICONDUCTOARE

Realizarea diodelor de comutare, caracterizate prin rezistență dinamică în conducție foarte mică (de ordinul ohmilor), rezistență în stare blocată foarte mare (zeci, sute de M Ω), și capacitate în stare blocată foarte mică (cca. 1 pF) a permis utilizarea lor ca dispozitive de comutare video.

Un exemplu de utilizare a diodelor, pentru realizarea unui comutator video este arătat în figura 8.5.

Cînd comutatorul K este conectat la o tensiune U_{cd} pozitivă față de masă $D1$ și $D2$ sînt în stare de conducție, iar $D3$ este blocată, ceea ce permite trecerea semnalului video de la intrare către rezistența de sarcină R_S.

Rezistența de sarcină este comună pentru toate intrările. Cînd K este conectat la tensiunea de comandă negativă, $D3$ este deschisă aducînd punctul comun al celor trei diode la un potențial negativ ($-U$), ceea ce duce la blocarea diodelor $D1$, $D2$, blocînd calea semnalului video spre ieșire. Rezistențele $R1$, $R2$, R_S au valori de ordinul kiloohmilor sau a

Scanned with OKEN Scanner

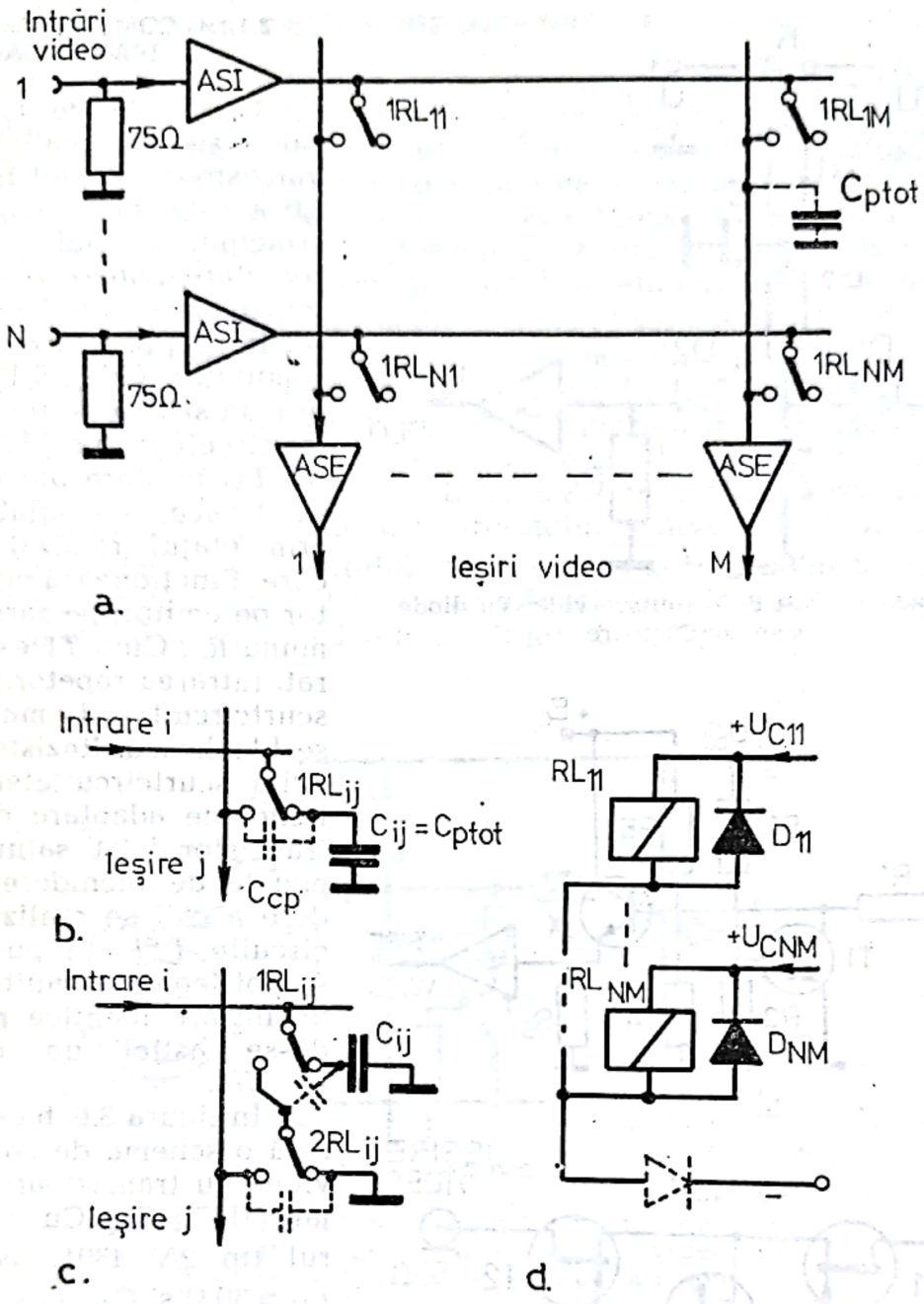


Fig. 8.4. Comutator video cu matrice de comutare cu relee : *a* — schema de principiu ; *b* — conectarea unor capacităţi C_{ij} pentru asigurarea unei sarcini constante amplificatorului separator de intrare ASI ; *c* — utilizarea unui contact suplimentar pentru eliminarea efectului capacităţii parazite dintre contactele releului (C_{cp}) ; *d* — conectarea înfăşurărilor de comandă a releelor.

zecilor de kiloohmi, tensiunea U este de ordinul volţilor, iar U_{cd} de ordinul zecilor de volţi. Prin alegerea convenabilă a capacităţii C se obţine o constantă de timp a circuitului de comandă care să permită o comutare fără efecte supărătoare (vizibile) pe imagine.

Scanned with OKEN Scanner

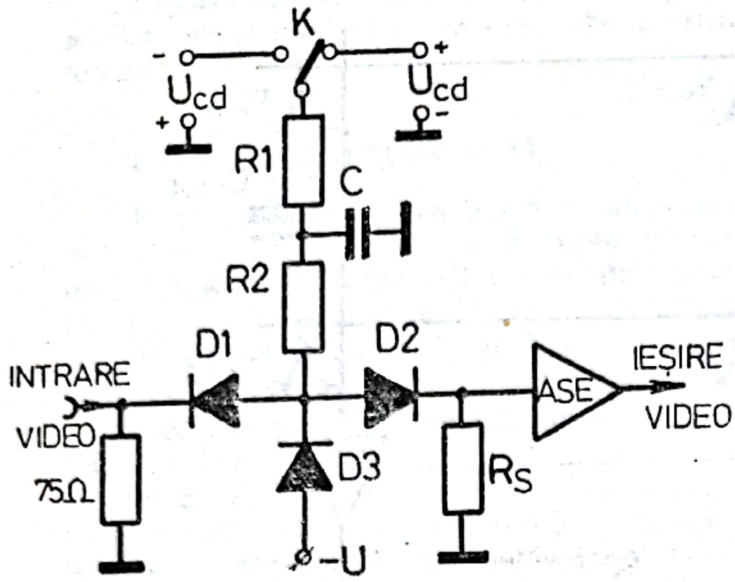


Fig. 8.5. Circuit de comutare video cu diode semiconductoare.

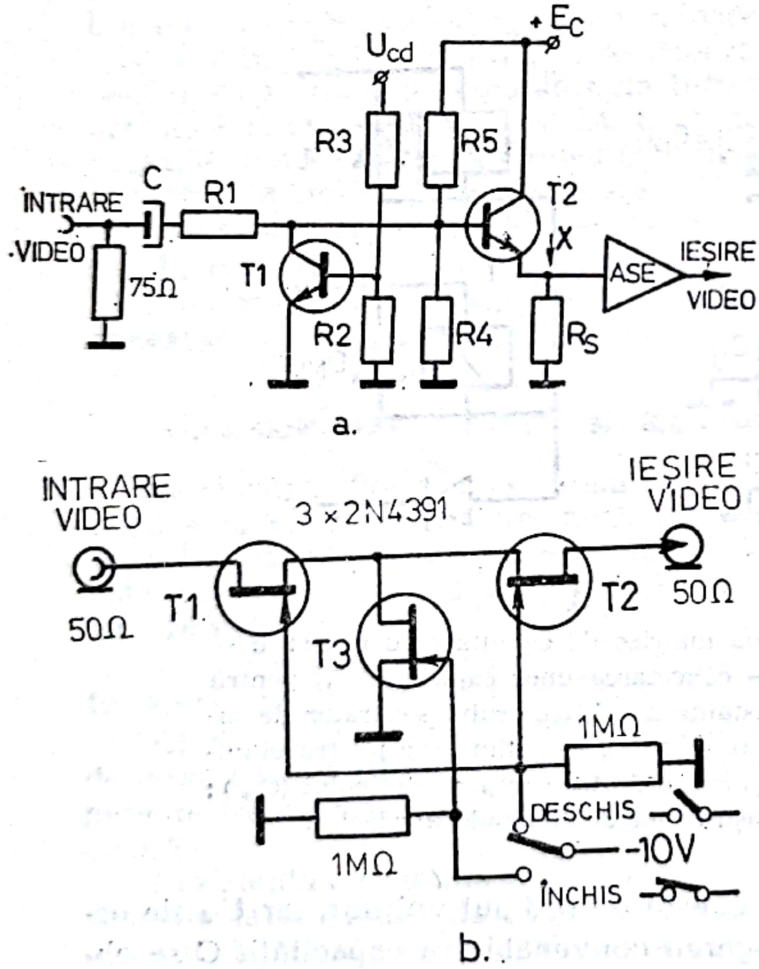


Fig. 8.6. Comutarea semnalelor video cu tranzistoare : *a* — schemă cu tranzistoare bipolare ; *b* — schemă cu tranzistoare unipolare.

8.1.1.4. COMUTAREA CU TRANZISTOARE

Circuitele de comutare video se pot realiza și cu tranzistoare. Astfel în figura 8.6, a este dată schema de principiu a unui circuit de comutare video realizat cu tranzistoare bipolare, utilizat în [21] la realizarea unui comutator video 5/1, folosit într-un sistem de televiziune în circuit închis. Tranzistorul $T1$, în stare blocată lasă să treacă semnalul video prin etajul realizat cu $T2$, care funcționează ca repetor pe emitor, pe sarcina comună R_S. Cînd $T1$ este saturat, intrarea repetorului este scurtcircuitată la masă și $T2$ se blochează. Rezistența $R1$, evită scurtcircuitatea rezistenței de adaptare de către tranzistorul $T1$ saturat. Comanda de închidere/deschidere a căii se realizează cu circuite *TTL*. În punctul X se pot lega mai multe celule de intrare identice realizîndu-se astfel un comutator $N/1$.

În figura 8.6, b este indicată o schemă de comutator video cu tranzistoare unipolare JFET [71]. Cu tranzistorul tip $2N$ 4391, care are $r_{ON} \cong 30\ \Omega$ și C_{ds} în stare blocată mai mică de 0,2 pF comutatorul are următoarele caracteristici : atenuarea de inserție, în stare „închis", 6 dB, atenuarea semnalului în stare „deschis" 80 dB la 100 MHz. În cazul că se lucrează pe impedanța de 75 Ω, evident, pierderile de inserție vor scade sub 6 dB.

Scanned with OKEN Scanner

8.1.1.5. COMUTAREA CU CIRCUITE INTEGRATE SPECIALE

Un circuit integrat special conceput pentru comutarea semnalelor de bandă largă este circuitul *P1* al firmei Siemens. Schema de principiu a acestui circuit denumit punct de matrice activ este dată în figura 8.7, b.

Funcționarea circuitului este următoarea. Cînd terminalul 4 (intrarea de comandă) este legat la $-U_B$, *T2* este blocat, iar semnalul de intrare trece către ieșire prin repetoarele pe emitor realizate cu *T1*, *T3*; diodele *D1*, *D3* conduc, iar *D2* este blocată. Diferența de tensiune continuă între intrare și ieșire este aproximativ $U_{BE3}+U_{D3}$, deci în jur de 1,4 V.

Cînd terminalul 4 este legat la masă (terminalul 5), *T2* se saturează, iar potențialul punctului *A* este fixat de dioda *D2*, care intră în conducție, la circa —0,7 V. Diodele *D1* și *D3* se blochează, întrerupînd astfel legătura dintre intrare și ieșire. Se observă că deoarece tot timpul *T1* funcționează ca repetor pe emitor, starea circuitului (închis sau deschis) nu influențează practic parametrii circuitului echivalent al intrării.

Datele maxime ale circuitului sînt specificate în tabelul 8.1 ; în tabelul 8.2 sînt date principalele caracteristici ale circuitului, măsurate cu circuitul avînd schema și datele din figura 8.8 [72].

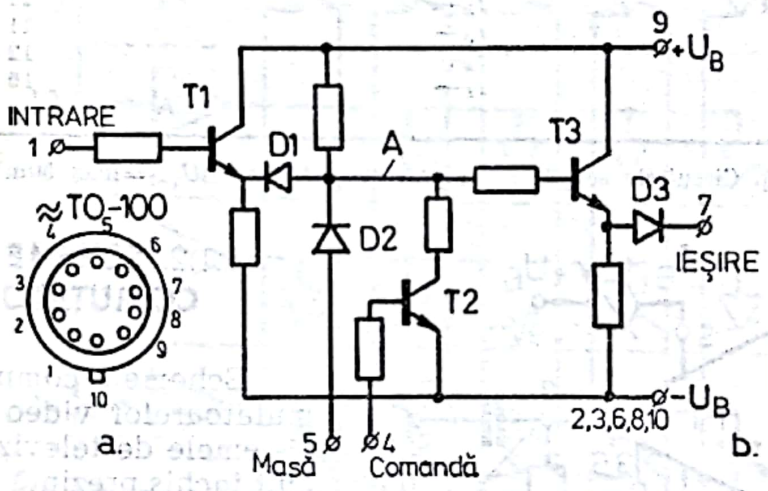


Fig. 8.7. Circuitul integrat pentru matrici de comutare video P1, Siemens : *a* — capsula, vedere dinspre terminale ; *b* — schema de principiu.

Tabelul 8.1

Circuitul P1. Valori limită absolute

$T_A=25°C$

Tensiunea de alimentare	$+U_B$ $-U_B$	10V 10V
Puterea disipată	P_{tot} (T_c= 45 °C)	350 mW
Temperatura ambiantă	T_A	—25÷85 °C
Temperatura de stocare	T_S	—40÷125 °C

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 8.2

Circuitul P1. Caracteristici electrice

Parametrul		Cond. de măsură	Min.	Tip	Max.	UM
Tensiunea de ieşire continuă	U_A		1,2	1,4	1,6	V
Deplasarea nivelului de tensiune continuă *)	U_{1-7}		1,4	1,6	1,8	V
Tensiunea de ieşire maximă	U_{Aef}	f=1 MHz	1,6	2,0		V
Amplitudinea diferenţială	AD	f=5 MHz		0,3	0,7	%/V
Faza diferenţială	FD	U_e=0÷1V		0,07	0,2	°/V
Curentul de intrare	I_E			25	80	μA
Curentul de comandă	I_4			50		μA
Atenuarea de trecere	A	f=1 MHz		0,4	0,6	dB
Atenuarea de diafotie	A_D	f=1 MHz	82	87		dB
		f=5 MHz		74		dB
Rezistenţa de intrare	R_I			100		kΩ
Rezistenţa de ieşire	R_E	f=1÷5 MHz		23		Ω
Capacitatea de intrare	C_I			3,4		pF
Inductivitatea de ieşire	L_E			600		nH
Frecvenţa de tăiere	f_{3dB}	—3 dB	20	30		MHz
Curentul absorbit	I_B+			11	15	mA
	I_E—			11	15	mA
	I_B+			12	16	mA
	I_B—			16	21	mA

* $U_{1-7}=U_E-U_A$. Circuitele se pot sorta pe clase astfel ca ΔU_{1-7}=max 50mV .

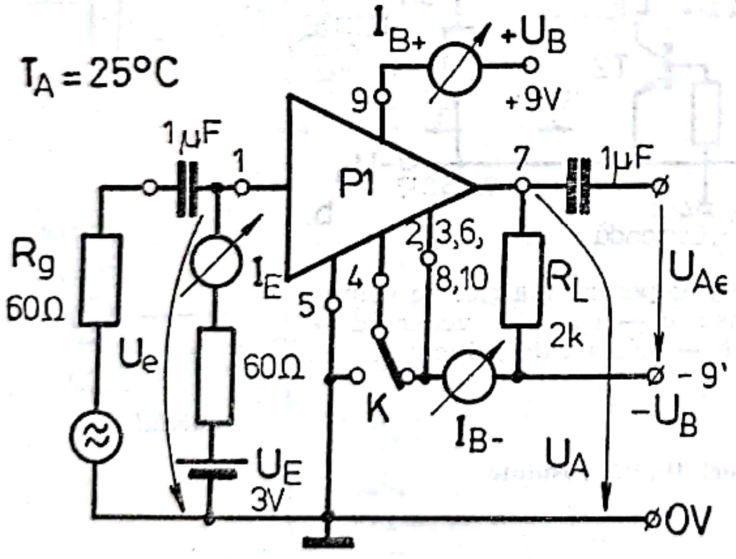


Fig. 8.8. Schema de măsură a circuitului P1.

8.1.2. SCHEME DE COMUTATOARE VIDEO

Schemele complete ale comutatoarelor video utilizate în sistemele de televiziune în circuit închis prezintă pe lîngă comutatorul video propriu-zis şi unele circuite suplimentare.

În afară de sursele de alimentare şi pupitrele de comandă, aceste scheme mai conţin circuite care permit comanda secvenţială automată a selectării camerelor precum şi alegerea regimului de comutare automată sau manuală.

Din acest punct de vedere comutatoarele video utilizate în sistemele de televiziune în circuit închis ar putea fi împărţite în manuale şi automate. Comutatoarele video automate permit atît lucrul în regim manual cît şi lucrul în regim de selectare automată, cînd canalele de intrare sînt comutate periodic la ieşire, după un timp care poate fi reglat.

Scanned with OKEN Scanner

8.1.2.1. COMUTATOR VIDEO MANUAL

Schema-bloc a unui comutator video manual 5/5, produs în țară la Tehnoton — Iași (nr. de cod 200127.01), este arătată în figura 8.9.

Comutatorul, realizat cu circuite integrate de tipul *P*1 prezentat anterior, este format din 5 secțiuni identice, fiecare reprezentînd un comutator 1/5, avînd ieșirile legate împreună. Elementele notate cu *PC*1—*PC*5 reprezintă cele 5 pupitre de comandă cu care se poate selecta pentru fiecare ieșire unul din cele 5 semnale de intrare ; pupitrele de comandă sînt situate de regulă la o distanță de ordinul sutelor de metri față de comutator și în imediata apropiere a monitoarelor.

Cu o singură secțiune, din cele 5 identice amintite antrerior, se realizează și o variantă de comutator 1/5 (cu nr. de cod. 200127.00). Dintre principalele caracteristici electrice ale acestor comutatoare menționăm :

— tensiunea de alimentare de la 220 V ± 10% /50 Hz ;

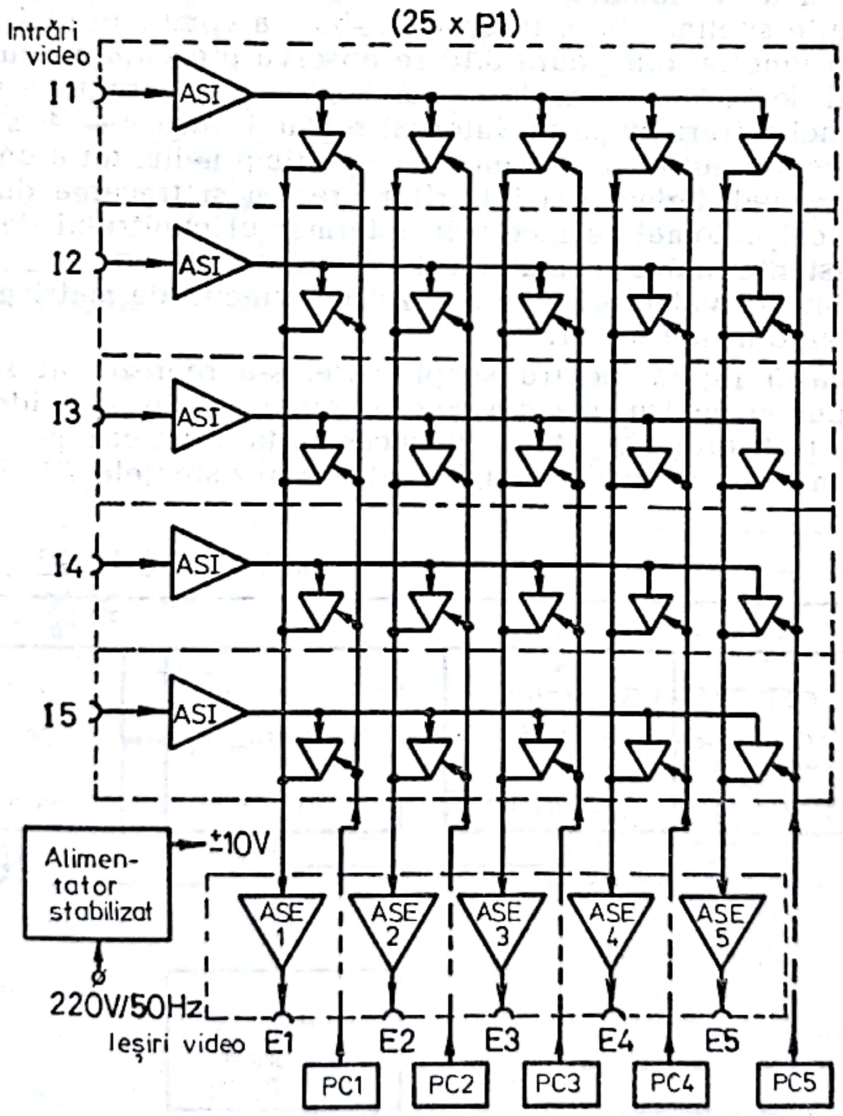


Fig. 8.9. Schema-bloc a comutatorului video manual 5/5 cu circuite integrate P1, produs în țară (cod 200.127.01).

Scanned with OKEN Scanner

— consum de putere, pentru echipare completă 40 VA ;
— banda de trecere (la —3 dB) 15 MHz ;
— caracteristici în regim tranzitoriu :
  — supracreșterea (la 250 kHz, 100 ns) 3%
  — căderea palierului — la 50 Hz 6%
  — la 15 kHz 2%
— raportul S/Z 40 dB
— semnal de intrare video $1\ V_{vv}/75\Omega$
— semnal de ieșire video $1\ V_{vv}/75\Omega$
— atenuarea de diafotie 41 dB
— temperatura de funcționare 0÷+40 °C

8.1.2.2. COMUTATOARE VIDEO AUTOMATE

După cum am menționat anterior un comutator video automat conține în afară de elementele necesare unui comutator video manual și unele circuite suplimentare. În schema -bloc a comutatorului video automat 5/1 Tehnoton din figura 8.10 se observă prezența a două blocuri, generatorul de tact și placa de comandă ; acestea permit fie selectarea ciclică a unei intrări (după un interval reglabil între 0,4—40 s sau 0,5—60 s), în regim automat, fie selectarea pe timp nelimitat a unei intrări, în regim manual. Selectarea intrărilor precum și trecerea din regimul manual în cel automat se face prin intermediul pupitrului de comandă situat la distanță față de comutatorul video automat.

Comutatorul video 5/1 este realizat cu punctul de matrice activ *P*1, după schema din figura 8.11.

În această figură, pentru simplificare, s-a reprezentat schema de principiu numai pentru una din cele 5 celule de intrare identice. Se observă că utilizarea circuitului *P*1 necesită, în acest caz, pentru fiecare intrare numai 3 componente suplimentare : rezistențele *R*1, *R*2, pentru

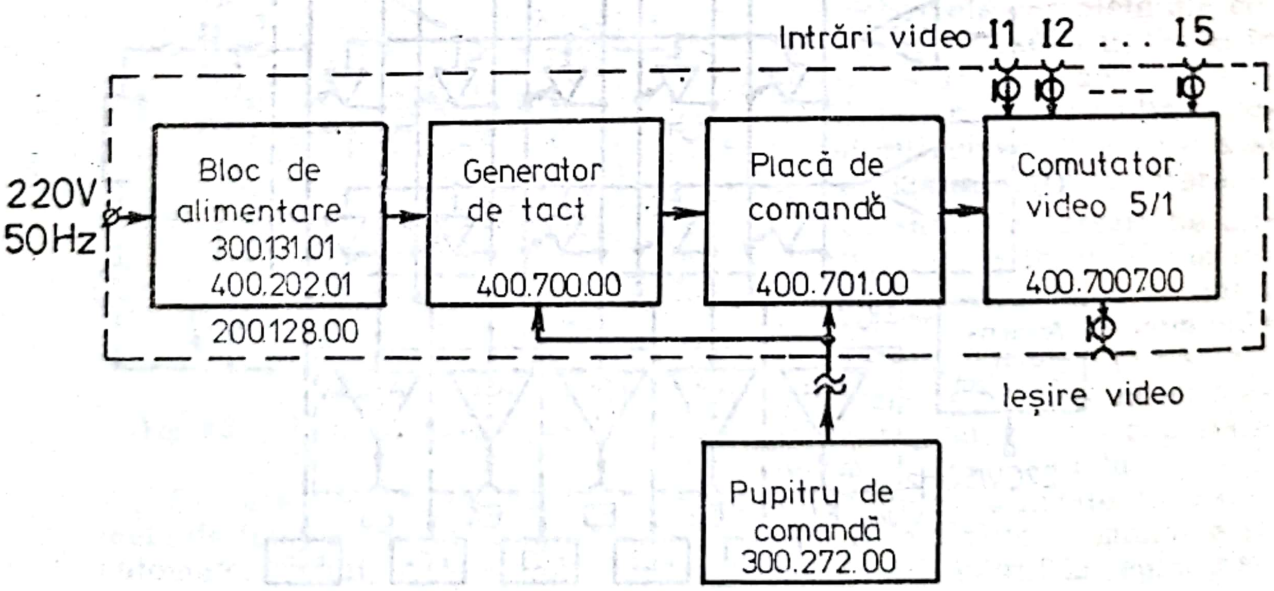


Fig. 8.10. Schema-bloc a comutatorului video automat 5/1, produs în țară (cod. 200.128.00).

Scanned with OKEN Scanner

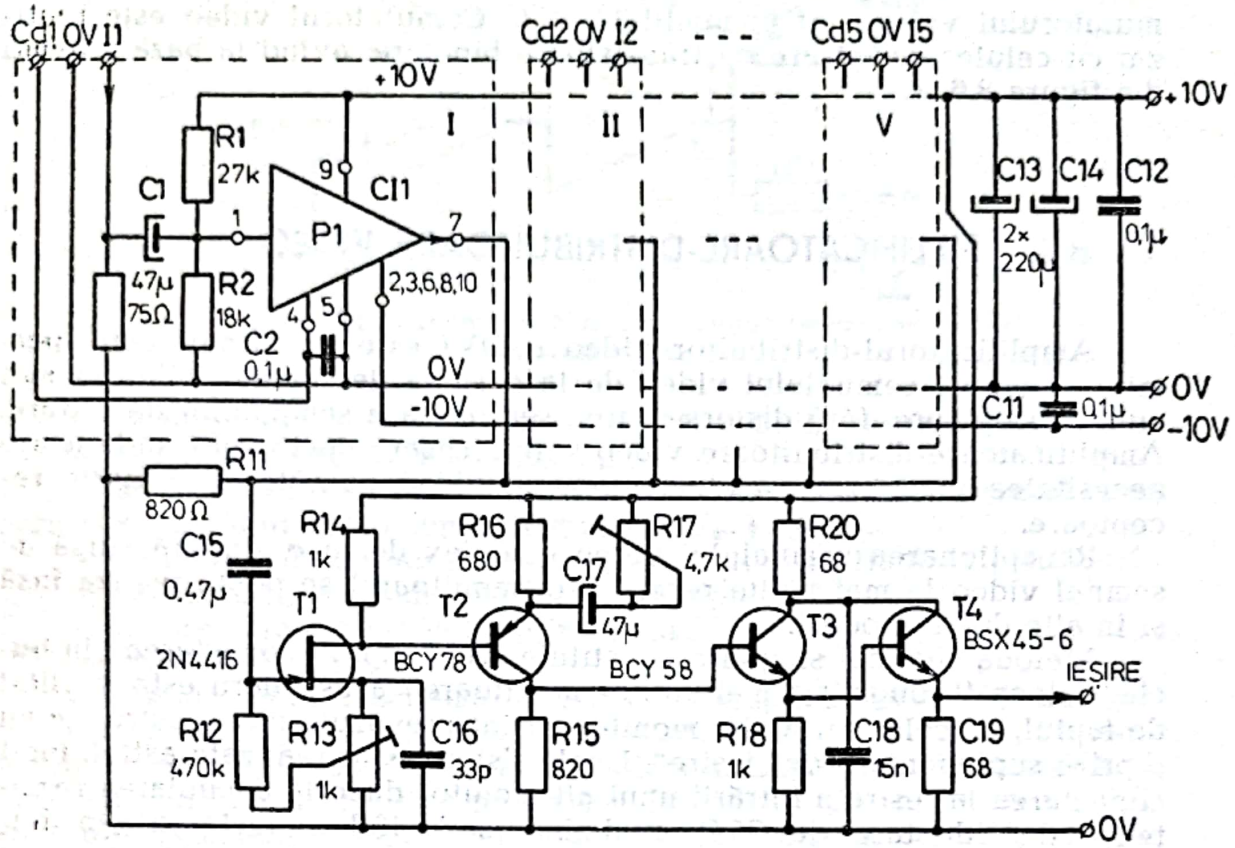


Fig. 8.11. Schema de principiu a comutatorului video 5/1 realizat cu circuitul integrat P1.

polarizarea circuitului şi condensatorul de separare C1. Rezistenţa de 75 Ω de adaptare a cablului este oricum necesară, iar C2, cu acelaşi rol ca condensatorul C de la § 8.1.1.3, poate în principiu să lipsească.

Ieşirile celor 5 celule de intrare sînt legate împreună pe aceeaşi rezistenţă de sarcină R11, de 820 Ω. Cu tranzistoarele T1—T4 este realizat amplificatorul separator de ieşire.

O schemă-bloc a unui alt comutator video automat comandat de la distanţă, prezentat în [21, 22] este dată în figura 8.12. Spre deosebire de schema precedentă (figura 8.10), în acest caz în blocul de comandă de la distanţă se află atît sursele de alimentare cît şi circuitele necesare comenzii automate a comutatorului video. Intrările de comandă ale co-

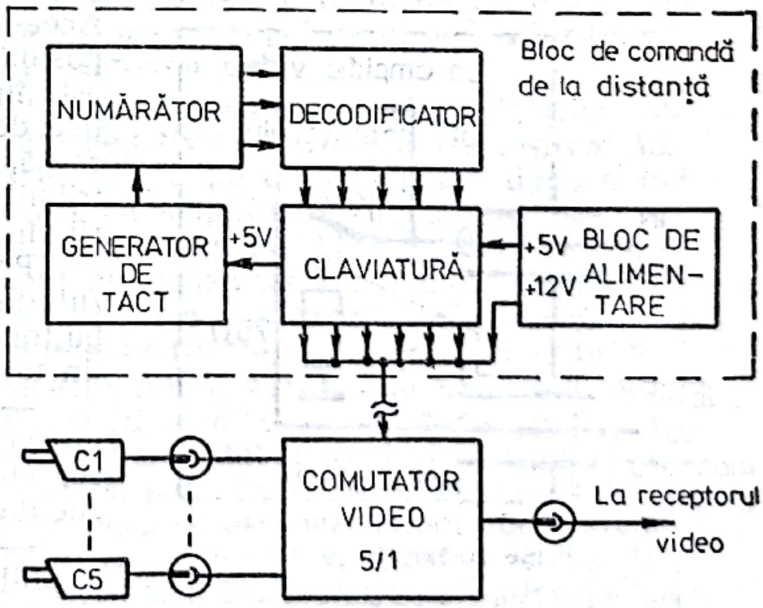


Fig. 8.12. Schema-bloc a unui comutator video automat comandat de la distanţă.

Scanned with OKEN Scanner

mutatorului video sînt compatibile *TTL*. Comutatorul video este realizat cu celule de intrare cu tranzistoare bipolare, avînd la bază schema din figura 8.6, a.

8.2. AMPLIFICATOARE-DISTRIBUITOARE VIDEO

Amplificatorul-distribuitor video (ADV) este un circuit care permite aplicarea semnalului video de la o sursă de semnal video la mai multe receptoare, fără distorsionarea sesizabilă a semnalului de intrare. Amplificatoare-distribuitoare video sînt necesare deci acolo unde apare necesitatea vizualizării aceluiași semnal video de către mai multe receptoare.

Recepționarea semnalului video complex de la o singură sursă de semnal video la mai multe receptoare (monitoare) se poate realiza însă și în alte două moduri.

Metoda cea mai simplă o constituie (vezi cap. 2) conectarea „în buclă" („loop-through") a mai multor monitoare ; acest lucru este facilitat de faptul, că cele mai multe monitoare sînt prevăzute din construcție cu o priză suplimentară de „ieșire". Unele sisteme sînt realizate astfel, încît conectarea la ieșire a intrării unui alt monitor duce la decuplarea rezistenței de adaptare de 75 Ω, realizîndu-se astfel conectarea „în buclă" (v. fig. 8.13).

Conectarea „în buclă" a monitoarelor, deși este cea mai simplă și economică metodă, are dezavantajul, că în cazul defectării unui monitor, înlocuirea lui nu se poate face fără întreruperea și/sau deranjarea imaginii la celelalte monitoare.

Cealaltă metodă constă în utilizarea unui comutator video cu o intrare și mai multe ieșiri (1/*M*). Această soluție, deși oferă avantajul posibilității comutării de la distanță, este însă mult mai scumpă. În practică de cele mai multe ori se utilizează, combinat, amplificatoare-distribuitoare video și metoda conectării „în buclă".

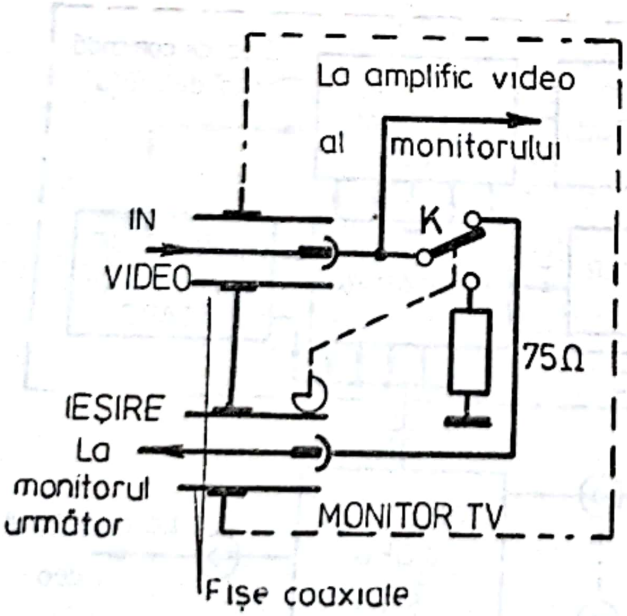


Fig. 8.13. Conectarea „în buclă" a unui monitor utilizînd o priză autodeconectantă.

Pentru a putea fi utilizat cu rezultate bune, un amplificator-distribuitor video trebuie să aibă cel puțin următoarele caracteristici [73]:

— răspuns bun la joasă și înaltă frecvență, atît în ceea ce privește caracteristica de amplitudine cît și cea de fază ;

— să aibă cel puțin 4 ieșiri (preferabil mai multe) ;

— să aibă și posibilitatea de legare „în buclă" ;

Scanned with OKEN Scanner

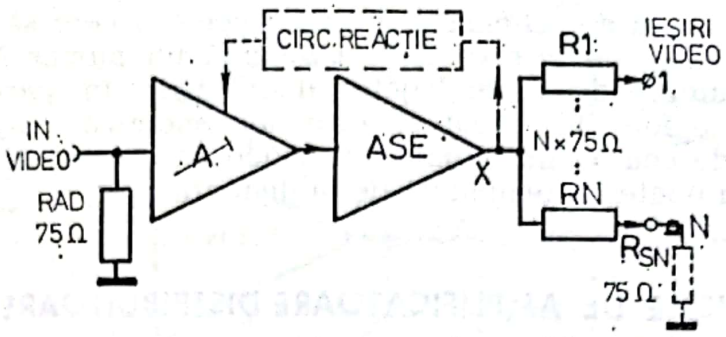


Fig. 8.14. Schema-bloc a unui amplificator-distribuitor video.

— amplificarea să fie variabilă, semireglabil, aproximativ în domeniul $-2 \div +4$ dB (circa 80—160%) ;

— să fie capabil să ofere la ieșire ceva mai mult decît nivelul standard al semnalului video complex (uzual 1 V_{vv}) ;

— să fie simplu de pus în funcțiune, stabil și cu fiabilitate ridicată ;

— să poată fi ușor schimbat în caz de defect ;

— să prezinte o bună izolare între căi ;

— să aibă un preț redus.

Cea mai utilizată schemă-bloc a unui amplificator-distribuitor video este prezentată în figura 8.14. Ea se compune, în principal, dintr-un amplificator neinversor A și un amplificator separator de ieșire ASE, care este de fapt un repetor pe emitor. Impedanța de intrare a amplificatorului A este, de regulă, minimum 10 kΩ, pentru a permite, în lipsa rezistenței de adaptare $R_{AD}=75\ \Omega$, conectarea „în buclă" a amplificatorului-distribuitor video. Repetorul pe emitor *ASE*, cu rezistența de ieșire neglijabilă ($r_e<2\ \Omega$) alimentează cele N ieșiri, prin intermediul unor rezistențe de adaptare de 75 Ω. Avînd în vedere, că la conectarea pe rezistența de sarcină de 75 Ω, amplitudinea semnalului video complex la ieșirea amplificatorului-distribuitor video va scade la jumătate, față de valoarea avută în gol, amplificarea de tensiune realizată între intrarea amplificatorului-distribuitor video și ieșirea repetorului pe emitor (punctul X în figura 8.14) trebuie să fie aproximativ 2.

De multe ori, pentru îmbunătățirea performanțelor electrice ale schemei este prevăzută o reacție negativă puternică între ieșirea *ASE* și amplificatorul de intrare. Această reacție globală poate lipsi, avînd în vedere că, oricum, realizarea unei amplificări de valoare așa mică (≈ 2) presupune utilizarea unei reacții negative locale puternice ; lipsa reacției negative globale evident nu constituie un factor pozitiv. În ceea ce privește numărul de ieșiri N ale unui amplificator-distribuitor video, acesta se situează în limitele $4 \div 10$. De multe ori însă se preferă construirea de amplificatoare-distribuitoare video, duble, fiecare avînd 4 pînă la 6 ieșiri ; prin conectarea în paralel (la intrare) se obține un amplificator-distribuitor video cu număr dublu de ieșiri. Această soluție, deși este mai puțin economică, permite folosirea în etajul de ieșire a unor componente uzuale și, ceea ce este mai important, se reduc variațiile amplitudinii semnalului video complex, datorate conectării/deconectării sarcinilor de la ieșirile amplificatorului-distribuitor video ; această soluție oferă de asemenea o flexibilitate sporită în aplicații.

Scanned with OKEN Scanner

O altă variantă de schemă-bloc ar fi aceea în care se utilizează un singur amplificator de intrare, care comandă un număr N de amplificatoare separatoare de ieşire legate cu intrările în paralel. Această schemă nu este folosită, deoarece este neeconomică, apropiindu-se ca complexitate de cea a unui comutator video $1/N$, prezentînd însă dezavantajul că nu poate fi comandată de la distanţă.

8.2.1. SCHEME DE AMPLIFICATOARE-DISTRIBUITOARE VIDEO

Deşi multe firme specializate produc amplificatoare-distribuitoare video, totuşi de foarte multe ori, din cauza preţului, utilizatorii de sisteme de televiziune în circuit închis preferă să şi le realizeze singuri. Schemele realizate sînt fie cu componente discrete fie cu circuite integrate monolitice sau hibride, de regulă amplificatoare operaţionale sau amplificatoare video.

O schemă realizată cu componente discrete [73] este prezentată în figura 8.15, a. Schema este concepută pentru un semnal de intrare de 1 V_{vv} şi are 6 ieşiri. $T3$, $T4$, $T5$, realizează amplificatorul separator de ieşire. Cu $T5$ este realizat un generator de curent, utilizat ca sarcină activă pentru $T4$. În acest fel se asigură un curent de emitor de 100 mA pentru $T4$, evitîndu-se în acelaşi timp şuntarea sarcinii amplificatorului-distribuitor video, datorită impedanţei dinamice mari a generatorului de curent. Cu atenuatorul compensat $R8$, C_{v2}, $R7$ se realizează o reacţie negativă globală, care îmbunătăţeşte răspunsul amplificatorului-distribuitor video, micşorînd în acelaşi timp şi impedanţa de ieşire.

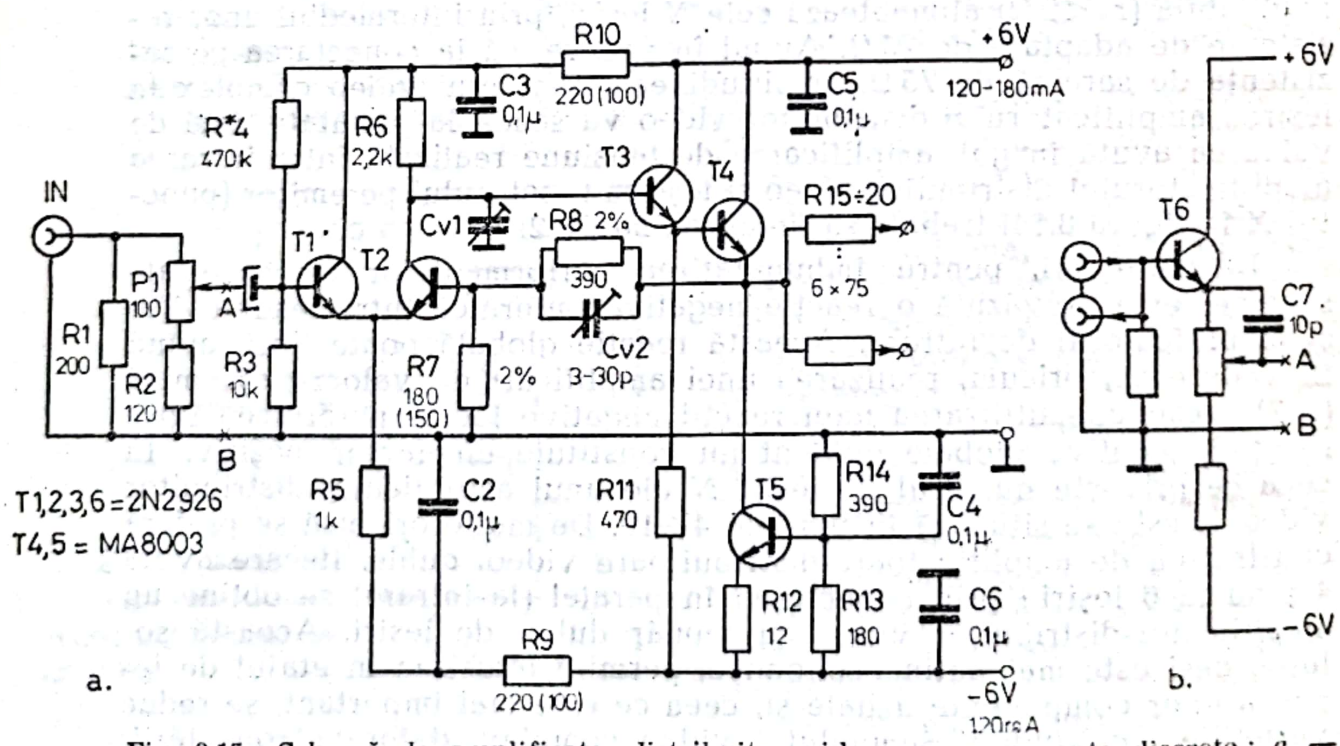


Fig. 8.15. Schemă de amplificator-distribuitor video cu componente discrete : a — schema de principiu ; b — schema circuitului de intrare pentru conectarea „în buclă".

Scanned with OKEN Scanner

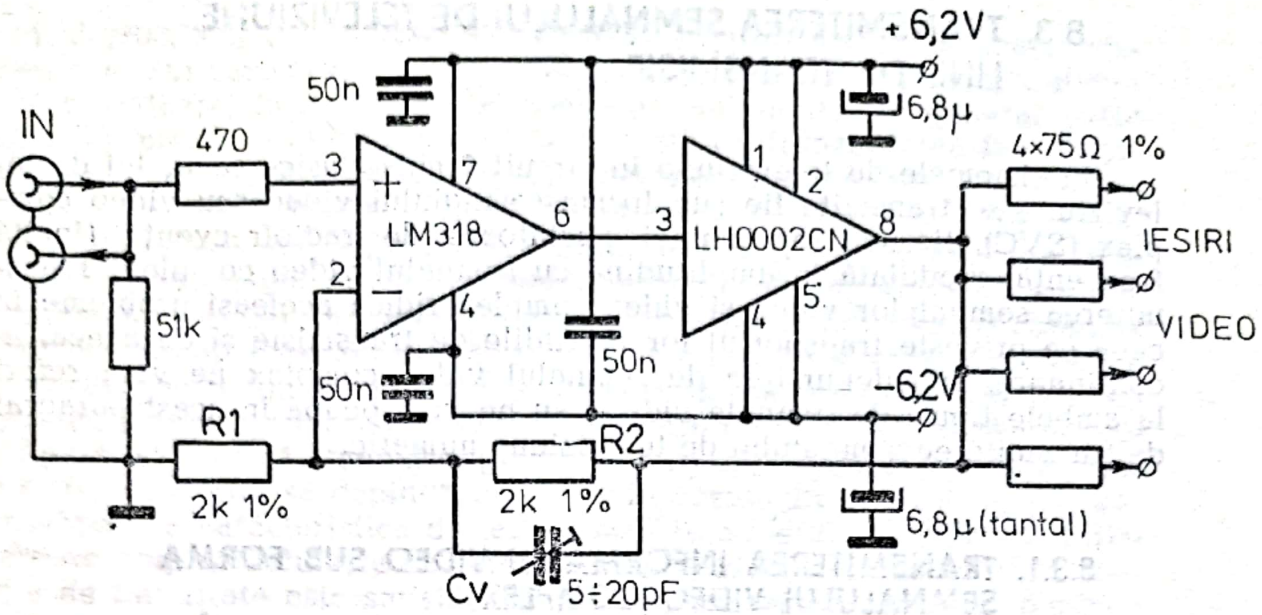


Fig. 8.16. Schemă de amplificator-distribuitor video cu circuite integrate.

Răspunsul în J.F. este determinat de valoarea lui $C1$. Baza lui $T1$ fiind practic la potențialul masei, dacă semnalul video complex de intrare nu are componentă continuă, $C1$ poate fi eliminat (scurtcircuitat).

Răspunsul în I.F. este controlat cu C_{v1}, C_{v2}, obținîndu-se o caracteristică plată pînă la circa 20 MHz. Inductanța parazită serie a condensatorului $C1$ poate afecta răspunsul la I.F.

Pentru a putea fi conectat „în buclă" se elimină $R1$, $R2$, $P1$, introducîndu-se între punctele A și B circuitul prezentat în figura 8.15, b. În acest caz, pentru $R7$, $R9$, $R10$, se folosesc valorile din paranteze. Performanțele obținute de acest amplificator-distribuitor video sînt foarte bune, astfel că efectul introducerii sale în circuit nu a fost observabil, în cazul unei camere cu o putere de rezoluție de 800 linii.

O altă schemă de amplificator-distribuitor video economic, de astă dată realizat cu circuite integrate [74], este prezentată în figura 8.16.

Schema conține numai două circuite integrate : un amplificator operațional rapid, *LM*318, și un repetor de putere, *LH*0002*CN*. Ambele circuite sînt închise într-o buclă de reacție negativă realizată cu $R1$, $R2$, C_v. Cu C_v se reglează compensarea în frecvență, obținîndu-se o caracteristică de frecvență plată de la 0 pînă la 4 MHz. De asemenea rezistența internă obținută pentru amplificatorul separator de ieșire este neglijabilă. Așa cum este prezentat în figură, amplificatorul-distribuitor video este destinat conectării „în buclă", impedanța de intrare fiind circa 50 kΩ ; dacă acest tip de conectare nu este dorit la unul din conectorii de intrare se leagă o rezistență de adaptare de 75 Ω.

O schemă de amplificator-distribuitor video, cu 10 ieșiri și banda de 10 MHz, realizată cu două circuite hibride, este prezentată în [75].

Menționăm, de asemenea, că întreprinderea „Tehnoton" fabrică un distribuitor video 1/5, cod 2001270.00, distribuitor realizat de fapt dintr-un comutator video 1/5 cu comandă manuală. Ieșirile pot fi conectate și deconectate de la distanță.

Scanned with OKEN Scanner

8.3. TRANSMITEREA SEMNALULUI DE TELEVIZIUNE. LINII DE TRANSMISIE

În sistemele de televiziune în circuit închis clasice semnalul de televiziune se transmite fie sub forma semnalului video sau video complex (SVC), fie sub forma unei purtătoare de radiofrecvență (înaltă frecvență) modulată în amplitudine cu semnalul video complex. Transmiterea semnalelor video și video complex ridică aceleași probleme în ceea ce privește transportul lor pe liniile de transmisie și de aceea, în continuare, sub denumirea de semnalul video complex ne vom referi la ambele tipuri de semnale video. Nu ne vom ocupa în acest paragraf de transmiterea semnalului de televiziune numeric.

8.3.1. TRANSMITEREA INFORMAȚIEI VIDEO SUB FORMA SEMNALULUI VIDEO COMPLEX

Transmiterea informației video sub forma semnalului video complex este larg utilizată în sistemele de televiziune în circuit închis deoarece prezintă unele avantaje calitative legate de faptul că semnalul video complex se transmite, principial, direct de la sursa de semnal la receptor, în particular de la camera de televiziune la monitorul de televiziune. Calitatea mai bună a imaginii se datorează următoarelor cauze :

— semnalul video complex trece, în principiu, direct de la sursa de semnal la receptor, evitîndu-se procesul de modulare/demodulare a purtătoarei de I.F., proces care poate fi sursa unor limitări și/sau distorsiuni suplimentare ;

— banda de frecvență a sistemului video complex, deci și rezoluția sistemului (sau puterea de rezoluție), nu mai este limitată la valorile normelor din televiziunea radiodifuzată. Limitarea benzii de frecvențe transmise apare datorită faptului că în sistemele cu purtătoare modulată este preferată utilizarea receptoarelor TV comerciale standard (v. și § 8.3.2) ;

— monitoarele de televiziune au de obicei performanțe net superioare receptoarelor TV comerciale. Aceste performanțe superioare se materializează în banda de trecere mai largă a amplificatorului video și o uniformitate mai mare a acestei amplificări, distorsiuni geometrice reduse, de regulă maximum 2% față de cca 5—10% la receptoarele comerciale și de asemenea o fiabilitate ridicată.

Cea mai importantă problemă care apare în cazul transmiterii directe a semnalului video complex este problema eliminării distorsiunilor introduse de linia de transmisie. Aceste distorsiuni de fază și amplitudine (atenuare) pot fi corectate fie prin predistorsionarea semnalului, înainte de a fi transmis pe linie, fie prin corectarea semnalului la recepție. Prima variantă se folosește în cazul liniilor magistrale pentru transmiterea semnalelor prin linii de transmisie (coaxiale sau bifilare) la distanțe mari, sute sau mii de km. Astfel de sisteme sînt : sistemul american L3, sistemele engleze CEL-9, CEL-8A, sistemul vest ger-

Scanned with OKEN Scanner

man V-2700, sau cel sovietic K-1920 [76]. Menționăm că în aceste sisteme spectrul semnalului video complex este translatat, prin modularea unei purtătoare, în domeniul frecvențelor mai înalte (în general peste 500 kHz), pentru a evita problemele ridicate de transmiterea frecvențelor joase prin cablu ; în afară de rolul menționat anterior prin predistorsionarea, în cazul acestor linii, se urmărește și creșterea raportului S/Z.

A doua metodă, corectarea semnalului la recepție, este cea mai folosită în sistemele de televiziune în circuit închis. Ambele metode menționate constau, în principiu, în trecerea semnalului video complex printr-un circuit care are caracteristici de atenuare și fază inverse față de porțiunea de linie considerată. Reamintim că un canal video ideal trebuie să aibă caracteristicile de amplificare (atenuare) și fază indicate în figura 8.17, adică atenuarea (amplificarea) constantă în banda de trecere, iar defazajul să depindă liniar de frecvență în aceeași bandă. Referindu-ne la caracteristica de fază, avînd în vedere că timpul de întîrziere de grup se definește ca $d\varphi(\omega)/d\omega = \tau_g$, rezultă în continuare că condiția de liniaritate este satisfăcută dacă $\tau_g = \text{constant}$, deci nu depinde de frecvență. În mod obișnuit [76] în spectrul 200 kHz—6 MHz (evident și peste 6 MHz) caracteristica de fază a unui canal se apreciază prin abaterea timpului de întîrziere de grup de la valoarea constantă (în μs), iar la frecvențe joase, 50 Hz—200 kHz, prin abaterea caracteristicii $\varphi(\omega)$ de la linia dreaptă, avînd în vedere că, la frecvențe mici, abateri mici ale caracteristicii de fază duc la variații mari pentru τ_g. Astfel, o abatere a defazajului $\Delta\varphi = 10°$ de la caracteristica liniară ($|\Delta\varphi| = \tau_g \cdot \omega$), va duce la o eroare a timpului de întîrziere de grup $\Delta\tau_g$ de 5,5 ns la 5 MHz, 0,55 μs la 50 kHz și 55 μs la 500 Hz.

În aceste condiții, dacă notăm cu A_L, A_C atenuările introduse respectiv de linia de transmisie și circuitul de corecție și φ_L, φ_C defazajele, condițiile de nedistorsionare a semnalului sînt :

$$A_L(\omega) + A_C(\omega) = \text{const},$$
$$\varphi_L(\omega) + \varphi_C(\omega) = k \cdot \omega. \qquad (8.1)$$

În condiții obișnuite problema corecției se pune pentru linii de transmisie mai lungi de 50 m.

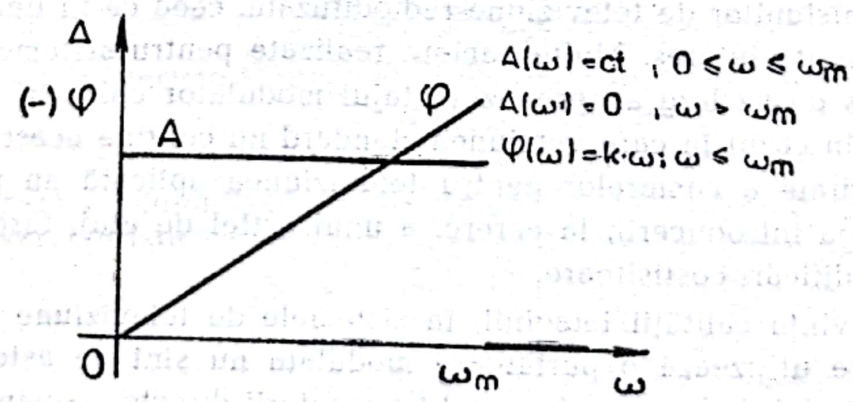


Fig. 8.17. Caracteristicile de atenuare A și de fază φ ale unui canal video ideal.

8.3.2. TRANSMITEREA INFORMAȚIEI VIDEO SUB FORMA UNEI PURTĂTOARE MODULATE

Transmiterea informației video sub forma unei purtătoare modulate cu semnal video complex este cea de a doua metodă utilizată în sistemele de televiziune în circuit închis. Spre deosebire de sistemele magistrale menționate anterior, la care frecvența maximă în spectrul semnalului modulat nu depășește uzual 15 MHz, în cazul sistemelor de televiziune în circuit închis se utilizează de obicei canalele 1, 2 din banda I, canale mai puțin sau de loc utilizate în televiziunea radiodifuzată. Frecvențele purtătoare ale acestor canale se încadrează, pentru toate normele, aproximativ în limitele 40—60 MHz. Tipul de modulație utilizat este cel al normei de televiziune radiodifuzată, în cazul țării noastre, modulația negativă. Transmisia semnalului modulat se face în general cu ambele benzi laterale, în scopul simplificării circuitelor de la emisie ; menționăm că în sistemele magistrale amtintite, transmisia semnalului se face cu rest de bandă laterală, deci la fel ca în sistemele de televiziune radiodifuzată, cu scopul evident de a utiliza cît mai eficient banda de frecvență a canalului de transmisie folosit.

Utilizarea unei purtătoare de înaltă frecvență modulate pentru transmiterea semnalului în sistemele de televiziune în circuit închis are două avantaje principale. Unul din avantaje constă în aceea că nu mai este absolut necesară utilizarea circuitelor de corecție, la aceste frecvențe cablul coaxial — care este utilizat ca linie de transmisie — neintroducînd practic distorsiuni. Al doilea avantaj constă în faptul că se pot utiliza la recepție televizoare comerciale standard, ceea ce are drept urmare, în primul rînd, reducerea sensibilă a costului sistemului de televiziune în circuit închis. Un alt avantaj al utilizării receptoarelor TV standard îl constituie posibilitatea folosirii lor atît pentru recepționarea semnalelor din sistemul de televiziune în circuit închis propriu cît și a emisiunilor de televiziune radiodifuzată, ceea ce în unele cazuri poate prezenta interes. Multe camere realizate pentru sistemele în circuit închis de uz larg au prevăzut etajul modulator chiar în versiunea standard. În cazul în care versiunea standard nu conține acest etaj marea majoritate a camerelor pentru televiziunea aplicată au prevăzută posibilitatea introducerii, la cerere, a unui astfel de etaj, fără a fi necesare modificări costisitoare.

În privința calității imaginii, în sistemele de televiziune în circuit închis care utilizează o purtătoare modulată nu sînt de așteptat performanțe la fel de bune ca în cazul transmiterii directe a semnalului video complex, principalele motive fiind arătate la § 8.3.1.

Scanned with OKEN Scanner

8.3.3. PRINCIPALII PARAMETRI AI UNEI LINII DE TRANSMISIE

Pentru utilizatorul unei linii de transmisie cei mai importanți parametri sînt impedanța caracteristică $\underline{Z}_c$ și constanta de propagare $\underline{\gamma}$. După cum se arată în teoria liniilor de transmisie *, impedanța caracteristică este dată de relația :

$$\underline{Z}_c=\sqrt{(R+j\omega L)/(G+j\omega C)}\ [\Omega] \tag{8.2}$$

iar constanta de propagare de relația :

$$\underline{\gamma}=\sqrt{(R+j\omega L)\,(G+j\omega C)}\ [\mathrm{m}^{-1}]. \tag{8.3}$$

În relațiile de mai sus R, L, G, C sînt parametrii specifici (pe unitatea de lungime) ai liniei, exprimați, respectiv, în Ω/m, H/m, $\frac{1}{\Omega\cdot m}$, F/m. Cei patru parametri specifici se mai numesc și parametri primari ai liniei, iar $\underline{Z}_c$ și $\underline{\gamma}$ — parametri secundari.

Inductanța specifică L și capacitatea specifică C nu depind practic de frecvență, acești parametri fiind funcție numai de dimensiunile geometrice ale liniei și de constantele electromagnetice ε și μ ale dielectricului dintre conductoare. De exemplu în cazul cablului coaxial, notînd cu d diametrul exterior al conductorului interior și cu D diametrul interior al conductorului exterior, L și C sînt date de relația :

$$L=\frac{\mu}{2\pi}\ln\frac{D}{d},\quad C=\frac{2\pi\varepsilon}{\ln\frac{D}{d}}. \tag{8.4}$$

Rezistența specifică R și conductanța specifică G depind de frecvență, în special la frecvențe înalte ; R depinde de frecvență datorită efectului pelicular, efectului de proximitate și fenomenului de radiație electromagnetică, iar G datorită variației cu frecvența a conductivității σ a dielectricului dintre conductorii liniei de transmisie (v. și [78], p. 500—501) deci cu alte cuvinte a pierderilor în dielectric.

În domeniul frecvențelor înalte ($f>100$—250 kHz), unde sînt satisfăcute întotdeauna relațiile :

$$R\ll\omega L \text{ și } G\ll\omega C, \tag{8.5}$$

impedanța caracteristică este practic o rezistență și este dată de relația :

$$Z_c\approx\sqrt{L/C}. \tag{8.6}$$

În cazul cablului coaxial, cu dielectricul nemagnetic ($\mu_r\cong 1$), impedanța caracteristică este dată de relația :

$$Z_c=\frac{138}{\sqrt{\varepsilon_r}}\lg\frac{D}{d}, \tag{8.7}$$

* Cititorul mai puțin familiarizat cu liniile de transmisie poate consulta de exemplu cap. 13 din [77].

Scanned with OKEN Scanner

sau

$$Z_C = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln \frac{D}{d}.$$

În ceea ce privește constanta de propagare γ, în general ea este o mărime complexă de forma :

$$\underline{\gamma} = \alpha + j\beta, \tag{8.8}$$

în care α se numește constantă de atenuare și se măsoară în Np/m, iar β numită constantă de defazare sau de fază se măsoară în rad/m. Fizic aceste constante reprezintă atenuarea amplitudinii undei de tensiune/curent pe unitatea de lungime a liniei și, respectiv, variația fazei undei de tensiune/curent pe unitatea de lungime a liniei.

În cazul frecvențelor înalte, la care sînt satisfăcute relațiile (8.5), α și β au valorile aproximative :

$$\alpha \cong \frac{1}{2}(R/Z_C + G \cdot Z_C),$$

$$\beta \cong \omega\sqrt{LC}. \tag{8.9}$$

În cazul dielectricilor de foarte bună calitate (cu pierderi mici)

$$R/Z_C \gg GZ_C$$

și atunci

$$\alpha \cong R/2Z_C. \tag{8.10}$$

Avînd în vedere că $\sqrt{LC} = \sqrt{\mu\varepsilon} = \sqrt{\mu_r \cdot \varepsilon_r}/c$, unde c este viteza luminii în vid, rezultă că constanta de defazare în liniile cu pierderi mici, identică cu constanta de defazare a liniei ideale (fără pierderi), se poate scrie :

$$\beta = \omega\sqrt{\mu_r \cdot \varepsilon_r}/c, \tag{8.11}$$

iar în cazul cel mai frecvent în care dielectricul este nemagnetic

$$\beta = \omega\sqrt{\varepsilon_r}/c. \tag{8.12}$$

Se observă din această relație, că în condițiile menționate defazajul introdus de linie depinde numai de caracteristicile dielectricului.

Avînd în vedere că viteza de propagare a undei în liniile fără pierderi sau cu pierderi mici este dată de relația :

$$v = \omega/\beta, \tag{8.13}$$

rezultă că viteza de propagare a undei în linie este :

$$v = 1/\sqrt{LC} = c/\sqrt{\mu_r \cdot \varepsilon_r}. \tag{8.14}$$

Se poate deduce de asemenea expresia care dă lungimea de undă în linie $\lambda = v/f$ și anume :

$$\lambda = \frac{c}{f} \frac{1}{\sqrt{\mu_r \cdot \varepsilon_r}} = \lambda_0 \cdot k, \tag{8.15}$$

Scanned with OKEN Scanner

unde

λ_0 este lungimea de undă în vid, iar

$k = 1/\sqrt{\mu_r \cdot \varepsilon_r}$ este coeficientul de scurtare al liniei.

Pentru cablurile coaxiale cu dielectric de polietilenă masivă, la care $\varepsilon_r = 2{,}25 \div 2{,}3$ rezultă $k \cong 0{,}66$.

Ca linii de transmisie în sistemele de televiziune în circuit închis clasice se utilizează atît liniile (cablurile) coaxiale cît şi liniile bifilare.

8.3.4. LINII COAXIALE

Cel mai frecvent în televiziune se utilizează ca linie de transmisie linia coaxială sub forma cablurilor coaxiale. Se poate arăta [4, 78] că atenuarea minimă a semnalului transmis prin cablu coaxial are loc pentru un raport al diametrelor celor două conductoare $D/d = 3{,}6$ *. Pentru un cablu avînd ca dielectric aerul, în acest caz, impedanţa caracteristică are valoarea de 76,7 Ω, iar pentru un cablu cu izolaţie de polietilenă (masivă) — aproximativ 51 Ω. Variaţia atenuării în funcţie de raportul D/d este destul de lentă în jurul punctului optim şi de aceea pentru variaţii destul de mari ale impedanţei caracteristice (±50 %) în jurul celei optime, cablurile sînt practic la fel de eficace din acest punct de vedere [78]. Menţionăm de asemenea ([79] tab. 31. pp. 68—69) că rezistenţa la străpungere a dielectricului dintre conductoare este maximă pentru un raport $D/d = 2{,}718$, ceea ce duce la o impedanţă caracteristică de cca 60 Ω, cînd dielectricul este aerul, şi cca 40 Ω cînd dielectricul este polietilena ; puterea transmisă maximă prin cablu are loc pentru un raport $D/d \cong 1{,}7$.

Cablul coaxial cel mai des întrebuinţat în sistemele de televiziune în circuit închis este cel cu impedanţa caracteristică nominală de 75 Ω ; se mai utilizează cabluri cu impedanţa caracteristică nominală de 50, 51, 52, 60, 77, 92, 93 Ω. Alegerea unei anumite valori pentru impedanţa caracteristică a cablului utilizat rezultă din mai multe considerente, legate de condiţiile concrete de utilizare : posibilitatea de realizare a adaptării, dimensiunile cablului, valoarea atenuării, reducerea zgomotului de joasă frecvenţă etc.

Posibilităţile de realizare constructivă a cablurilor coaxiale sînt destul de variate avînd în vedere multiplele variante posibile pentru fiecare din cele trei elemente constructive principale ale unui cablu coaxial : conductorul interior, conductorul exterior şi dielectricul ([80] cap 5, [79] § 3.1).

Astfel, cablurile coaxiale fabricate în ţară au conductorul interior realizat fie dintr-un conductor monofilar masiv, fie dintr-un conductor multifilar, în ambele variante materialul utilizat fiind cuprul. Vom menţiona că utilizarea conductorului multifilar duce la mărirea rezistenţei cablului şi în mod corespunzător (v. rel. (8.9 a)) la mărirea atenuării.

* Afirmaţia este valabilă atunci cînd ambele conductoare sînt din cupru. Dacă conductorul exterior este din Al (cel interior tot din Cu) atunci pentru atenuare minimă $D/d = 3{,}9$. În acest caz $Z_{c\ aer} = 81{,}56$ Ω, $Z_{c\ polietilenă} = 54{,}4$ Ω, $Z_{c\ polietilenă\ celulară} = 66{,}6$ Ω.

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 8.3

Unele proprietăţi fizice şi electrice ale polietilenei

Caracteristica	Unitatea de măsură	Polietilenă	
		de înaltă presiune	de joasă presiune
Densitatea	g/cm³	0,92÷0,93	0,95÷0,96
Inflamabilitatea	—	slabă	slabă
Rezistenţa la frig	°C	—60÷—70	—
Rigiditatea electrică	kV/mm	30÷ 60	30÷60
Rezistivitatea de suprafaţă	Ω.cm²	10^{17}	10^{14}
Permitivitatea relativă la 50 Hz	—	2,3	2,2
Tangenta unghiului de pierderi la 50 şi 10^6 Hz	tg σ.10^4	3	1,4
Stabilitatea în :			
apă		bună	bună
acizi			
baze			
ulei		proastă	proastă
benzină		se umflă	se umflă
eter			
acetonă			
hidrocarburi aromatice			

Astfel dacă considerăm ca referinţă (100%) rezistenţa conductorului monofilar, la acelaşi diametru exterior *d*, rezistenţa conductorului multifilar cu 7 fire va reprezenta 130%, iar a celui cu 19 fire 160%.

În ceea ce priveşte conductorul exterior, la cablurile realizate în ţară acesta se realizează fie din împletitură de sîrmă de cupru, fie din benzi de aluminiu.

Pentru realizarea dielectricului dintre conductori, materialul cel mai utilizat este polietilena.

Din diversele modalităţi de realizare a izolaţiei dintre conductori (peste 10 variante) trei sînt cele mai răspîndite. Referindu-ne la polietilenă, aceste trei tipuri sînt : izolaţia din polietilenă masivă, din polietilenă celulară sau poroasă (deci cu incluziuni de aer) şi izolaţia realizată numai din discuri.

Ultimul tip de izolaţie, utilizat cu precădere la liniile magistrale de comunicaţii, este realizat din discuri de polietilenă de cca 2 mm grosime, distanţate la cca 25 mm unele de altele.

Permitivitatea relativă echivalentă a dielectricului dintre conductori este, în acest caz aproximativ $\varepsilon_r = 1{,}1$ [79, 80]. Izolaţia din polietilenă masivă sau celulară este utilizată şi la realizarea cablurilor coaxiale fabricate în ţară. În cazul polietilenei celulare $\varepsilon_r \cong 1{,}5$ ([80] tab. 1.25) dar se poate ajunge pentru unele variante constructive la $\varepsilon_r = 1{,}2$ [79].

Avînd în vedere că la frecvenţe mari (>10 MHz) pierderile în dielectric devin sensibile, rezultă că la aceste frecvenţe un cablu cu izo-

Scanned with OKEN Scanner

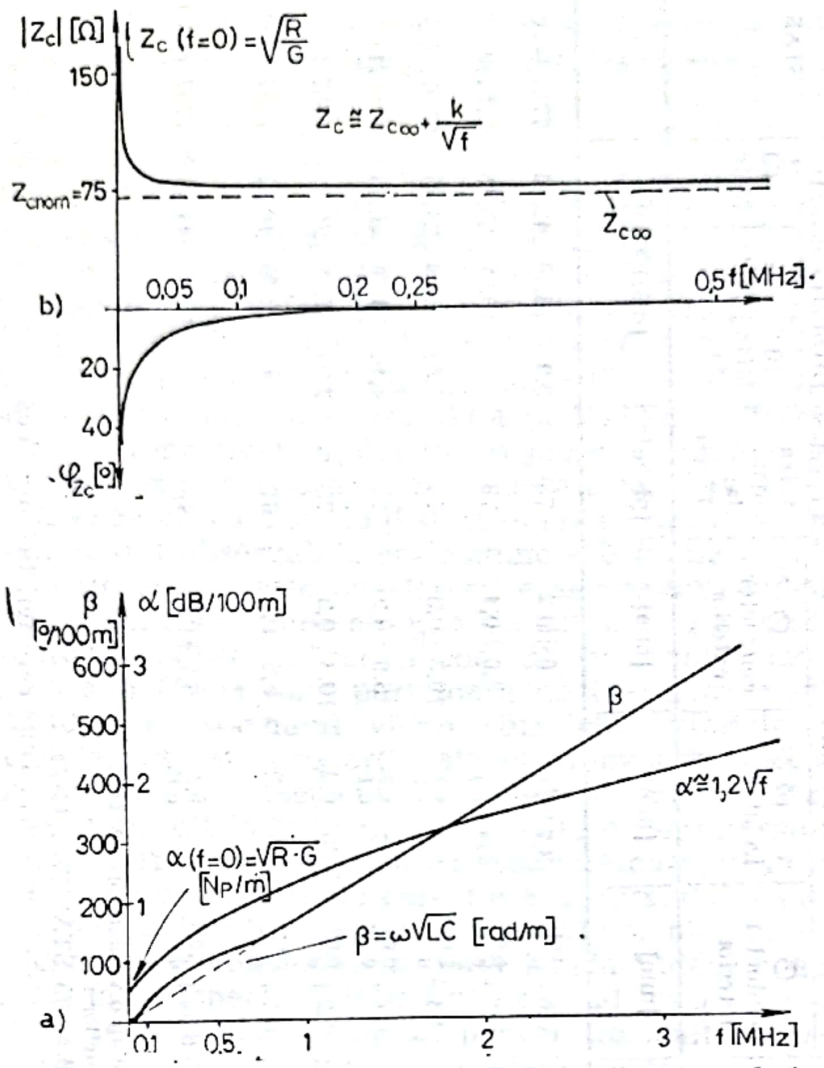


Fig. 8.18. Variația cu frecvența a parametrilor secundari ai unui cablu coaxial.

lație masivă va introduce o atenuare mai mare decît un cablu cu izolație celulară, iar acesta la rîndul său va introduce o atenuare mai mare decît cel cu izolație realizată cu discuri. Pierderile în dielectricii de bună calitate, printre care se numără și polietilena, la frecvențele video (pînă la cca 10 MHz), sînt mici și pot fi neglijate în mod normal, ele reprezentînd în acest caz sub 10% din pierderile totale.

Caracteristicile unor cabluri coaxiale cu impedanța caracteristică de 75 Ω fabricate în țară sînt date în tabelul 8.4.

Deși cablul coaxial este folosit pe scară largă nu numai în sistemele de televiziune în circuit închis, utilizarea sa ridică unele probleme, mai ales datorită variației caracteristicilor sale electrice în special în domeniul frecvențelor joase și medii din banda video (0—1 MHz).

Constanta de atenuare α variază aproximativ proporțional cu $\sqrt{f}$, într-o gamă largă de frecvențe, de la ordinul megahertzilor pînă la sute de megahertzi (v. fig. 8.18 a). Acest lucru este explicabil dacă ținem cont că în relația (8.10) rezistența specifică R se modifică cu frecvența, în

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 8.4

Caracteristici electrice ale unor cabluri coaxiale fabricate în R.S.R. conform STAS 7757/1,8—14/1979

Tip cablu Simbol **)	Z_c la 200 MHz	Nr. fire × Ø nominal	Masa informativă	Dimensiuni: Ø conductor interior	Dimensiuni: Ø izolator	Dimensiuni: Ø conductor exterior	Capacitatea max. la 1 MHz	Atenuarea max. la: 10 MHz *)	Atenuarea max. la: 100 MHz	Atenuarea max. la: 1 000 MHz	STAS
Unitate de măsură		[nr. fire × mm]	[kg/km]	[mm]	[mm]	[mm]	[pF/m]	[dB/100 m]			
TCC 2YY—I	75±4	1×0,6	62	$0,6+^{0,01}_{0}$	$3,7\pm^{0,2}_{0,1}$	6±0,2	75	3,9	13,46	42,56	7757/8-79
sau		1×0,7	65	$0,7+^{0,03}_{0}$	$4,5\pm^{0}_{0,4}$	6,6±0,4	75		13,02	35,45	7757/9
TCC 2Y2Y—I		1×1,1	150	$1,1+^{0,08}_{0}$	$7,3\pm^{0,1}_{0,2}$	10,3±0,3	75	7,38	6,94	24,32	7757/10
		7×0,2	60	$0,6+^{0,05}_{0}$	$3,7\pm^{0,2}_{0,1}$	5,9±0,2	75	4,16	14,76	46,03	7757/11
		7×0,4	155	$1,2+^{0,05}_{0}$	7,25±0,25	10,3±0,3	75	7,55	7,38	25,1	7757/12
TTC 2YY—II	75±4	1×0,7	51	$0,7+^{0,03}_{0}$	3,6±0,2	5,8±0,2	67	3,47	12,16	40,82	7757/13
sau TTC 2Y2Y—II	93±7	1×0,64	70	$0,64+^{0,01}_{0}$	$3,7\pm^{0,2}_{0,15}$	5,7±0,2	45		12,16	41,69	7757/14-79

*) Datele din această coloană provin din [81] și au o valoare orientativă.

**) Exemplul de notare și semnificația simbolurilor :

TCC 2YY—I 7×0,2—75 STAS 7757/11-79

- TCC — Telecomunicații
- 2 — Cablu coaxial
- Y — Izolație polietilenă
- I — izolație masivă (II pentru izolație celulară)
- 7×0,2 — numărul de fire × diametrul nominal
- 75 — impedanța caracteristică nominală
- STAS 7757/11-79 — manta de PVC (2Y pentru manta polietilenă)

Scanned with OKEN Scanner

primul rînd datorită efectului pelicular, și această variație este proporțională cu $\sqrt{f}$. Se poate utiliza deci cu suficientă aproximație relația:

$$\alpha = \alpha_{1\,MHz} \cdot \sqrt{f}, \tag{8.16}$$

unde α se exprimă în Np sau dB pe unitatea de lungime iar f în MHz. Pentru cablurile STAS 7757/8, 9, 11, 13, 14 este valabilă, aproximativ, relația $\alpha \cong (1{,}2 \div 1{,}4)\sqrt{f}$, unde α este exprimat în dB/100 m iar f în MHz.

Constanta de defazare β, după cum se observă și din fig. 8.18 a, are în domeniul frecvențelor video joase și medii o variație neliniară în funcție de frecvență. În domeniul frecvențelor video foarte joase ($f \approx 1$ kHz) β variază proporțional cu $\sqrt{f}$, această parte a curbei racordîndu-se apoi la porțiunea liniar variabilă în funcție de frecvență. Rezultă de aici că în zona frecvențelor video joase (și medii) din spectrul semnalului video complex viteza de propagare a fazei (v. rel. (8.13)) nu va fi constantă, ceea ce va duce la distorsionarea semnalelor transmise; aceste distorsiuni sînt observabile pe imagine sub formă de dîre. Transmiterea la distanțe mari (peste 50—100 m) a semnalului video complex va necesita deci utilizarea unor circuite de corecție a distorsiunilor de fază și atenuare introduse de cablul coaxial. În cazul transmiterii informației video sub forma unei purtătoare de înaltă frecvență, modulate în amplitudine cu semnalul video complex, avînd în vedere că constanta de defazare este proporțională cu frecvența, necesitatea corecției de fază dispare. De asemenea, în marea majoritate a aplicațiilor în televiziunea în circuit închis se poate admite o neuniformitate a atenuării în banda de trecere (acceptată ca nesupărătoare) și în consecință nu vor fi necesare nici circuite de corecție a distorsiunilor de atenuare.

După cum se poate observa din figura 8.18 b, nici impedanța caracteristică Zc nu este constantă în toată banda video, adaptarea corectă a cablului în tot spectrul de frecvență fiind greu de realizat.

Larga utilizare a cablului coaxial pentru transmiterea semnalelor în televiziune se datorește faptului că, în afară de dezavantajul menționat anterior, utilizarea sa prezintă unele avantaje, pe care le vom menționa în cele ce urmează.

Semnalul transmis este puțin influențat de perturbațiile de Î. F. exterioare, avînd în vedere că conductorul exterior acționează ca un ecran (autoecranare), ceea ce contribuie la menținerea unui raport S/Z bun al semnalului transmis (v. fig. 8.19).

Cîmpul electromagnetic al semnalului transmis fiind concentrat în interiorul cablului, acesta radiază foarte puțin, ceea ce are drept consecință și faptul că două sau mai multe cabluri coaxiale alăturate se vor „deranja" reciproc foarte puțin, de cele mai multe ori neglijabil.

Atenuarea semnalului este mai mică decît la liniile bifilare, după cum se observă din figura 8.20; din această figură se poate observa, de asemenea, că față de celelalte două tipuri de linii de transmisie cablul coaxial prezintă variații mai mici ale atenuării într-o gamă largă de frecvențe.

Caracteristicile menționate au permis alegerea și utilizarea ca nivel standard pentru semnalul video complex a valorii de numai 1 V_{vv} /75 Ω.

Un neajuns al cablului coaxial, datorit structurii sale nesimetrice, este că poate fi afectat de tensiunile induse în conductorul exterior de

Scanned with OKEN Scanner

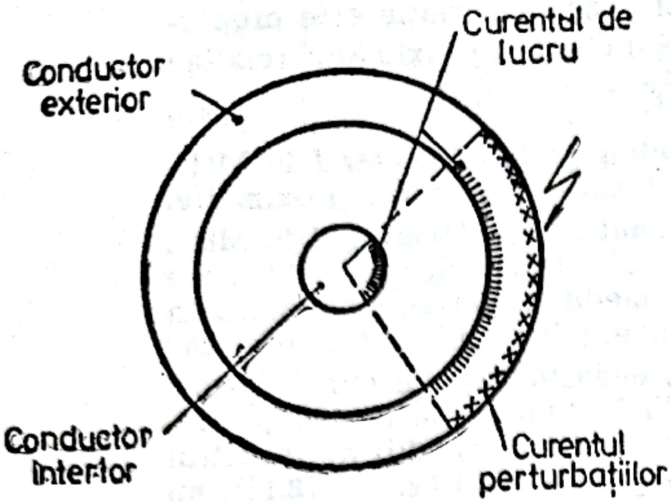


Fig. 8.19. Curentul de lucru și curentul perturbațiilor în cablul coaxial.

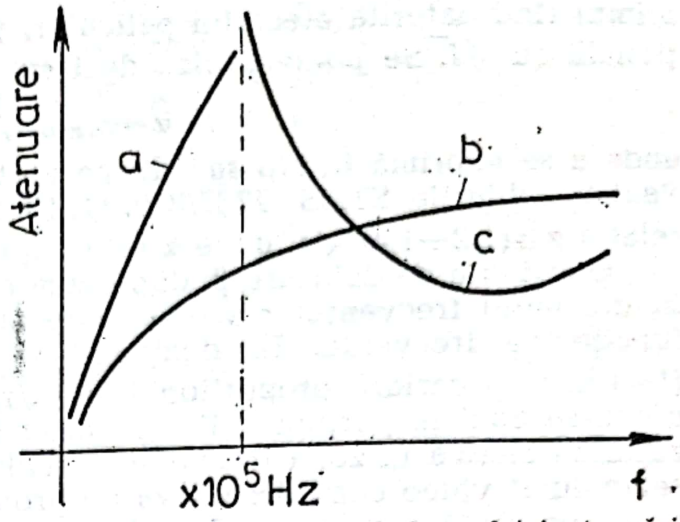


Fig. 8.20. Caracterul dependeței atenuării în funcție de tipul liniei de transmisie: a — linie bifilară; b — linie coaxială; c — ghid de undă.

circuitele de curent cu frecvențe joase, în special frecvența rețelei, sau de curenții de egalizare ce pot apare datorită diferențelor de potențial dintre punctele de masă (fig. 8.21).

Una din metodele simple de reducere a influenței zgomotelor de joasă frecvență ([4] pp. 11—52, [2] § 12.5) induse în cablu constă în utilizarea unei surse de semnal cu rezistență internă foarte mare; astfel circuitul apare întrerupt pentru zgomotul de joasă frecvență.

În acest caz, însă, este necesară o bună adaptare a cablului la capătul terminal și de asemenea trebuie eliminate cu grijă neuniformită-

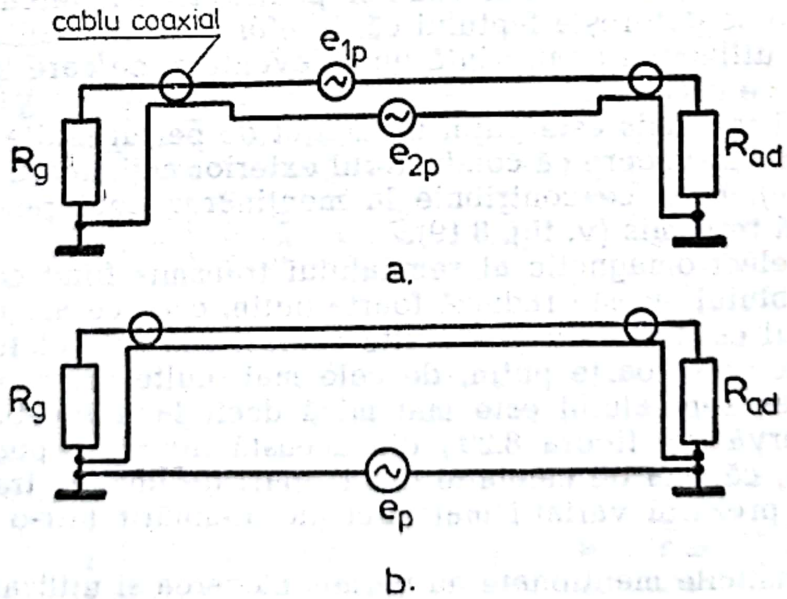


Fig. 8.21. Apariția perturbațiilor de joasă frecvență în cablul coaxial: *a* — prin inducție; *b* — prin curenți de egalizare.

ţile impedanţei caracteristice pe toată lungimea cablului. Aceste neuniformităţi ar putea duce la apariţia de reflexii şi deci la distorsionarea semnalului.

Deoarece întotdeauna există neuniformităţi ale impedanţei caracteristice pe traseul cablului, atît datorită neuniformităţilor constructive ale cablului cît şi în special datorită îmbinărilor, cea mai utilizată metodă de eliminare a efectului lor este adaptarea cablului la ambele capete. În acest caz semnalul reflectat în punctele de neuniformitate nu mai este reflectat din nou la capătul dinspre sursa de semnal. De aceea de obicei rezistenţa internă a surselor de semnal de televiziune este egală cu impedanţa caracteristică a cablului utilizat, de regulă 75 Ω.

Pentru eliminarea zgomotelor datorate diferenţelor de potenţial dintre punctele de masă se pot utiliza transformatoare video, pentru separare. Deşi astfel de transformatoare sînt dificil de realizat, există firme care produc transformatoare video cu performanţe pe deplin satisfăcătoare (v. [82]). Alte metode de reducere a influenţei zgomotelor de joasă frecvenţă sînt indicate în [2] § 12.5.

În cazul în care cablurile coaxiale sînt supuse unor solicitări mecanice deosebite sau acţiunii unor medii cu caracteristici deosebite (radiaţii, coroziune, umiditate, apă etc.) care ar duce la deteriorarea cablului sau la modificarea parametrilor electrici, acestea se blindează sau se ecranează. Ecranele şi/sau blindajele se realizează din tuburi sau benzi metalice (oţel, plumb). Aceste ecrane asigură în acelaşi timp o protecţie crescută la perturbaţiile electromagnetice de joasă frecvenţă.

Avînd în vedere larga utilizare în sistemele de televiziune în circuit închis a cablurilor coaxiale cu izolaţie de polietilenă cu impedanţa caracteristică de 75 Ω cîteva valori numerice ale unor parametrii, legaţi de utilizarea cablurilor de producţie indigenă, vor crea o imagine mai exactă asupra caracteristicilor lor.

Astfel, considerînd ca valoare mijlocie (v. şi tab. 8.4) pentru capacitatea specifică a unui astfel de cablu valoarea $C=70$ pF/m rezultă din relaţia (8.6) pentru impedanţa $Zc=75\ \Omega$ o inductanţă specifică $L=0{,}42\ \mu$H/m. În aceste condiţii cu ajutorul relaţiei (8.14) se poate deduce că întîrzierea introdusă de cablu, la frecvenţele pentru care relaţiile utilizate sînt valabile, este $t=5{,}4$ ns/m sau $0{,}5\ \mu$s/100 m*.

Considerînd că atenuarea este proporţională cu $\sqrt{f}$, plecînd de la valorile date în tabelul 8.4 pentru 10 MHz se poate deduce că la 5 MHz atenuarea maximă introdusă de aceste cabluri variază între 2,45—5,3 dB/100 m.

În cazul transmiterii directe a semnalului video complex acceptînd o atenuare a frecvenţelor înalte ale semnalului de 6 dB pentru un semnal video complex cu $f_{max}=5$ MHz distanţa maximă dintre sursa de semnal (cameră) şi receptor (monitor) va fi de cca 250—100 m ; pe această distanţă întîrzierea introdusă de cablu va fi cuprinsă aproximativ între 1,35—0,54 μs. Distorsiunile datorate variaţiei neliniare a constantei de defazare β în funcţie de frecvenţă pentru $f<1$ MHz sînt tolerabile pen-

* În cazul cablurilor speciale, concepute pentru realizarea întîrzierilor se ating valori mult mai mari pentru întîrzierea specifică. Astfel cablul RG-65 U [4] are $t=136$ ns/m.

Scanned with OKEN Scanner

tru lungimi ale cablului de 50—150 m, în funcție evident de calitățile cerute imaginii și de tipul cablului.

Distanța maximă la care se poate transmite direct semnalul video complex prin cablu coaxial, utilizînd un număr corespunzător de circuite de corecție, este de 10—20 km.

Transmiterea semnalului de televiziune sub forma unei purtătoare modulate cu semnalul video complex se realizează, practic, exclusiv prin linii de transmisie coaxiale, liniile bifilare avînd caracteristici improprii transmiterii semnalelor de înaltă frecvență.

Vom determina în cele ce urmează limitele între care poate varia distanța dintre emițător și receptor în condiții normale (medii). Considerînd că frecvența medie în banda utilizată de obicei în acest scop este de 50 MHz, pentru cablurile din tabelul 8.4, atenuările sînt cuprinse aproximativ între 5,2—10,4 dB/100 m. Avînd în vedere că o cameră echipată cu un etaj modulator este capabilă să dea un semnal de cca 100 mV_{vv} într-o sarcină de 75 Ω și considerînd un receptor TV comercial uzual cu o sensibilitate limitată de zgomot de 60 dB(mW), utilizînd unul din cablurile menționate anterior se poate acoperi o distanță între aproximativ 1 000—500 m.

Pe de altă parte avînd în vedere că semnalul maxim utilizabil la intrarea receptorului TV menționat este —10 dB (mW). Rezultă în aceleași condiții ca mai su o lungime minimă a cablului de cca 20—10 m. De aceea se recomandă ca pentru lungimi de cablu sub 50 m să se introducă între cameră și receptor un atenuator de 10—20 dB.

Se observă din cele menționate pînă acum că prin transmiterea semnalului de televiziune sub forma unei purtătoare modulate se poate acoperi, fără elemente auxiliare (amplificatoare și/sau corectoare), o distanță de 4—5 ori mai mare decît în cazul transmiterii directe a semnalului video complex. Rezultă de aici că un sistem de televiziune în circuit închis în care semnalul se transmite sub forma unei purtătoare modulate se realizează cu o investiție mai mică decît în cazul transmiterii directe a semnalului video complex. Acest lucru este și mai evident dacă amintim că un monitor TV costă de cîteva ori mai mult decît un receptor TV obișnuit.

8.3.5. LINII BIFILARE

Pentru transmiterea semnalului de televiziune se poate utiliza și o linie bifilară, formată din două conductoare izolate și răsucite, la fel ca în cablurile telefonice. Aceste linii bifilare prezintă impedanțe caracteristice aproximativ între 110 și 160 Ω.

Față de cablul coaxial aceste linii prezintă o serie de dezavantaje. Astfel atenuarea semnalului este mai mare. Apoi, datorită faptului că cîmpul electromagnetic nu ocupă numai spațiul dintre conductoare, linia bifilară radiază mai mult, ceea ce face ca două linii bifilare învecinate să se influențeze reciproc. De asemenea o astfel de linie este mai sensibilă la zgomotul de Î.F., ceea ce duce la deterioararea raportului *S/Z* al semnalului transmis. De aceea și valoarea nominală a nivelului semnalului video complex transmis va fi mai mare (4 V_{vv} de exemplu).

Scanned with OKEN Scanner

Pe de altă parte însă o linie bifilară bine echilibrată față de pămînt va fi mai puțin sensibilă decît un cablu coaxial la semnalele de joasă frecvență induse din exterior; de asemenea o astfel de linie nu va fi sensibilă la curenții de egalizare ce apar între punctele de masă.

Ca linii bifilare pentru transmiterea semnalului de televiziune se pot utiliza fie linii special concepute în acest scop, fie cabluri sau linii telefonice existente.

În acest ultim caz trebuie avute în vedere unele aspecte particulare ([4] § 18.5). Astfel, o linie bifilară telefonică formată dintr-o pereche de fire izolate răsucite prezintă, în banda audio, influențe neglijabile (diafonie) față de liniile apropiate, chiar dacă numărul unor astfel de linii, în interiorul aceluiași ecran atinge o cifră destul de mare, chiar de ordinul sutelor. În cazul semnalelor video influențele dintre liniile aceluiași cablu nu mai pot fi neglijate, astfel că într-un cablu telefonic numai o singură pereche poate fi utilizată pentru transmiterea de semnal video. Nu trebuie uitat de asemenea că într-un cablu telefonic zgomotul în impulsuri datorat comutărilor este mare; acest lucru, împreună cu atenuarea mai mare a semnalului video complex în acest tip de linie, duce la micșorarea rapidă, deci pe distanțe relativ mici (cca 1 km) a raportului S/Z. În afară de acestea nivelul ridicat al diafoniei în repetoare introduce o limitare și mai serioasă a lungimii liniei decît cea datorată necesității asigurării unei bune protecții la zgomot.

În plus cablurile telefonice au numeroase neuniformități ale impedanței cablului datorită conexiunilor între diferite tronsoane sau diferitelor cutii de conexiuni. Nu trebuie pierdut din vedere, de asemenea, faptul că dintre cablurile telefonice cele izolate cu hîrtie au atenuări sensibil mai mari decît cele izolate cu polietilenă.

De asemenea variațiile cu temperatura ale parametrilor liniei la cablurile cu izolație de hîrtie sînt mult mai mari. Astfel pentru cablurile indicate în [4], figura 18.38, pentru o variație a temperaturii cu aproximativ 14,5 °C (26 °F, iar 1 °F = 5/9 °C) atenuarea cablurilor bifilare cu hîrtie variază la frecvența de 5 MHz cu 1,5—2,7 dB/km, în timp ce atenuarea unui cablu bifilar cu izolația de polietilenă, variază, la aceeași frecvență cu numai aproximativ 0,28 dB/km. Variațiile temperaturii cablurilor se datoresc de exemplu variațiilor sezoniere ale temperaturii.

Pentru evitarea acestor neajunsuri, deci pentru a obține un raport S/Z bun, atenuări mici, diafonie (diafotie) scăzută și distanțe acceptabile între punctele de refacere a semnalului se preferă utilizarea liniilor bifilare special concepute pentru transmiterea semnalelor video. Aceste linii bifilare sînt realizate din două conductoare izolate cu polietilenă, răsucite între ele și introduse într-un înveliș de ecranare realizat din bandă sau țesătură de cupru. Aceste linii pot fi asamblate mai multe împreună, formînd un cablu special, pot fi introduse în cablurile telefonice standard pentru a fi utilizate la realizarea unui canal video sau pot fi utilizate ca linii de sine stătătoare.

Un astfel de cablu care ar putea fi utilizat în acest scop este perechea ecranată cu izolație de polietilenă în manta de PVC tip T2YEY-2, NID 2139/67 fabricată de ICME, realizată cu conductoare de cupru ∅0,6 sau ∅0,8 mm.

Scanned with OKEN Scanner

Este util de reținut de asemenea că utilizarea unei linii bifilare realizată numai prin răsucirea a două conductoare izolate nu este indicată decît în locuri uscate, deoarece apa pătrunsă între conductoare modifică proprietățile liniei ducînd la apariția de dîre negre pe imagine [83]. De aceea chiar în instalații provizorii se recomandă utilizarea liniilor bifilare cu manta de material plastic, care împiedică pătrunderea umidității între conductoare. Pentru instalațiile fixe prezintă interes îngroparea cablurilor în pămînt, ceea ce asigură o ecranare eficace contra perturbațiilor de înaltă frecvență.

Menționăm că liniile bifilare sînt utilizate, datorită caracteristicilor lor, numai pentru transmiterea semnalului de televiziune sub forma semnalului video complex. De asemenea nu trebuie uitat că, deoarece practic toate camerele și monitoarele de serie sînt realizate cu ieșiri/intrări asimetrice (pentru cablu coaxial) utilizarea ca linie de transmisie a unei linii bifilare va necesita circuite speciale pentru a realiza trecerea de la cablul coaxial la cel bifilar și invers.

8.4. CORECTOARE DE CABLU COAXIAL

Transmiterea directă a semnalului video complex între elementele componente ale unui sistem de televiziune în circuit închis se realizează de cele mai multe ori cu ajutorul cablurilor coaxiale. După cum s-a văzut anterior, cablul coaxial introduce două tipuri de distorsiuni în domeniul frecvențelor video: atenuarea variază practic proporțional cu $\sqrt{f}$ în loc de a rămîne constantă, iar caracteristica de fază este neliniară pentru frecvențe sub 1 MHz. Distorsiunile introduse de cablu se manifestă pe imaginea reprodusă la recepție prin pierderea (estomparea) detaliilor fine datorită creșterii atenuării la frecvențele mari din spectrul video și prin apariția de dîre sau „mînjirea" imaginii datorită caracteristicii de fază incorecte a cablului la frecvențe joase.

Pentru refacerea semnalului, în urma trecerii sale printr-un cablu coaxial, la forma și valoarea (mărimea) inițială se folosesc corectoarele de cablu coaxial. Un astfel de corector trebuie să aibă o caracteristică de fază și amplitudine cu abateri de la forma ideală, în banda de frecvențe video necesară, pe cît posibil egale și de sens contrar cu ale porțiunii de cablu considerate (v. § 8.3.1).

Rezultă deci că, în pricipiu, un corector de cablu coaxial va fi un amplificator video cu caracteristici amplitudine-frecvență și fază-frecvență impuse. Pentru a răspunde necesităților practice legate de utilizarea într-un sistem de televiziune în circuit închis un corector de cablu coaxial trebuie să îndeplinească cel puțin următoarele condiții:

— să aibă impedanța de intrare și ieșire egală cu impedanța caracteristică a cablului utilizat, uzual 75 Ω;

— să accepte la intrare un semnal maxim de valoare egală cel puțin cu valoarea nominală a semnalului video complex în general 1 V_{tv};

Scanned with OKEN Scanner

— să permită un reglaj cît mai simplu al gradului (nivelului) de corecție introdus în funcție de lungimea cablului corectat ;

— să permită un reglaj, al amplificării totale realizate, în trepte și continuu sau cel puțin una din variante astfel ca în orice condiții semnalul la ieșirea corectorului să aibă amplitudinea nominală (1 V_{vv}) ;

— caracteristica amplitudine-amplitudine să fie cît mai liniară, neliniaritatea maximă admisă este de circa 20%, iar uzual 10% ;

— raportul semnal/zgomot cît mai bun, uzual mai mare decît 30 dB ;

— prețul de cost trebuie să fie mic, să aibă fiabilitate ridicată și consum mic ;

Problema utilizării corectoarelor coaxiale se pune pentru cabluri în general mai lungi de 50 m. În cazul unor aplicații mai puțin pretențioase, de exemplu pentru supraveghere, lungimea maximă a cablului utilizabilă fără corector poate fi de circa 150 m.

Un corector simplu poate realiza uzual corecția unui cablu cu o lungime de circa 300÷600 m, dar există corectoare, cu o singură celulă de corecție, pînă la circa 1 200 m. Corectoarele cu mai multe celule de corecție pot realiza corecția unui cablu cu o lungime (maximă) de 1 500—2 100 m. Prin utilizarea mai multor corectoare în cascadă lungimea maximă a liniei coaxiale utilizabile este de circa 18—20 km.

8.4.1. SCHEME DE CIRCUITE CORECTOARE DE CABLU COAXIAL

Schemele de corectoare de cablu coaxial mai des întîlnite în practică pot fi grupate în două variante de scheme bloc.

Prima variantă [1], utilizată la realizarea corectoarelor simple, constă în utilizarea unor amplificatoare video prevăzute cu o reacție negativă dependentă de frecvență. Aceste circuite de reacție, realizate de obicei numai cu elemente *RC* și numai uneori și cu inductanțe, sînt prevăzute în circuitul de emitor al tranzistoarelor.

A doua variantă de schemă bloc, mai des utilizată, este prezentată în figura 8.22 a și conține trei etaje principale : un amplificator separator de intrare *ASI*, un circuit de corecție Z_{COR} și un amplificator video *AV*.

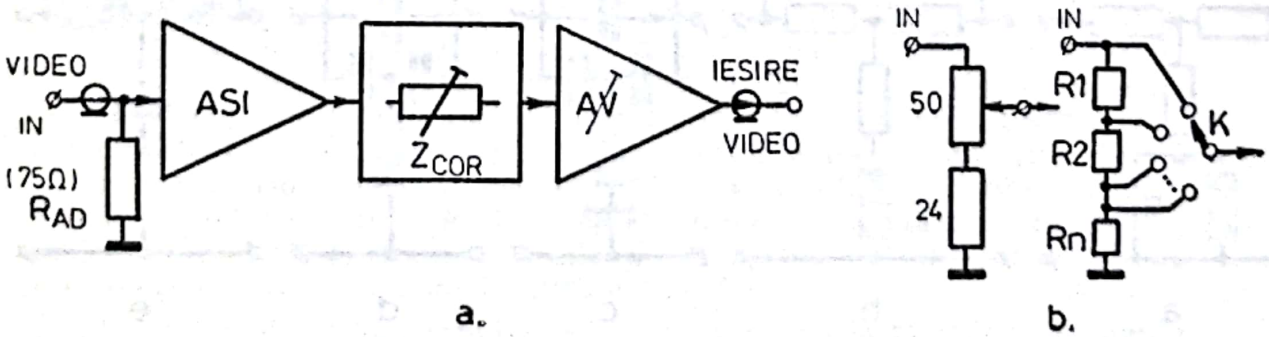


Fig. 8.22. Schema-bloc a unui corector de cablu coaxial : *a* — schema ; *b* — variante de realizare a rezistenței de adaptare R_{AD}.

Scanned with OKEN Scanner

Amplificatorul separator de intrare are rolul de a asigura o impedanță de intrare mare în corector și pe de altă parte o impedanță mică de ieșire către circuitul de corecție. Uneori rezistența de adaptare a cablului coaxial R_{AD} este realizată sub forma unui divizor potențiometric, ca în fig. 8.22 b, aducîndu-se la intrarea amplificatorului separator de intrare numai o fracțiune din semnalul de intrare, în scopul creării posibilității de reglare a amplitudinii semnalului video complex oferit la ieșirea corectorului.

Circuitul de corecție, realizat de cele mai multe ori sub forma unui cuadripol pasiv, realizează corecția caracteristicilor de fază și amplitudine ale cablului. În corectoarele pentru lungimi de cablu de peste 500—600 m acest circuit este realizat din 2—3 celule cu configurații identice, care pot fi introduse sau scoase din circuit în funcție de lungimea cablului de corecție. Ca circuite de corecție se utilizează în general cuadripoli în punte sau mai des cuadripoli în T podit. Cîteva configurații ale unor astfel de cuadripoli sînt date în figura 8.23.

Unele din elementele circuitelor de corecție sînt semireglabile, în scopul de a crea posibilitatea daptării cît mai exacte a caracteristicilor celulei de corecție la caracteristicile porțiunii de cablu corectate.

Amplificatorul video AV are rolul de a aduce amplitudinea semnalului video complex corectat la amplitudinea nominală, compensînd atît atenuarea introdusă de cablu coaxial cît și cea introdusă de circuitul de corecție. Amplificatorul video este prevăzut cu un reglaj în trepte și/sau continuu al amplificării realizate, în scopul reglării amplitudinii semnalului oferit la ieșirea corectorului. În schema bloc din figura 8.22 a nu a fost reprezentat blocul de alimentare ; menționăm cu acest prilej că alimentarea corectorului nu se poate realiza prin cablul coaxial.

O schemă a unui corector de cablu coaxial simplu [84] este prezentată în figura 8.24. Etajul separator de intrare este realizat cu tranzistorul $T1$, în montaj de repetor pe emitor. Spre deosebire de cazul unui repetor obișnuit tranzistorul $T1$, are în emitorul său circuitul de corecție realizat cu $R5 \div R19$ și $C4 \div C8$. Cu ajutorul unei conexiuni mobile K se poate alege treapta de corecție necesară pentru lungimi ale cablului coaxial între 50 și 500 m, din 50 în 50 m. Etajul de intrare, în

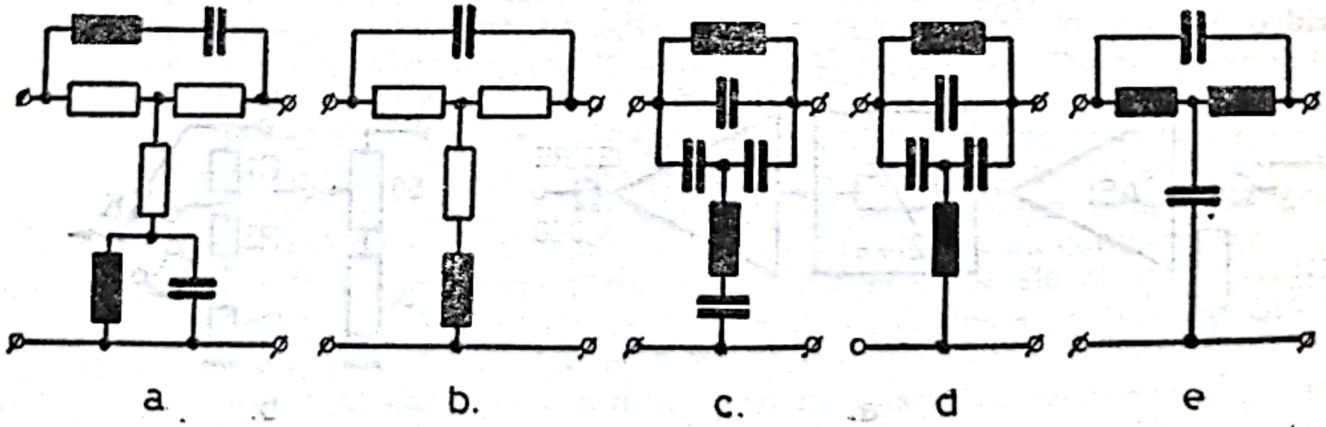


Fig. 8.23. Circuite de corecție a caracteristicii de amplitudine (*a*, *b*) și a caracteristicii de fază (*c*, *d*, *e*).

Scanned with OKEN Scanner

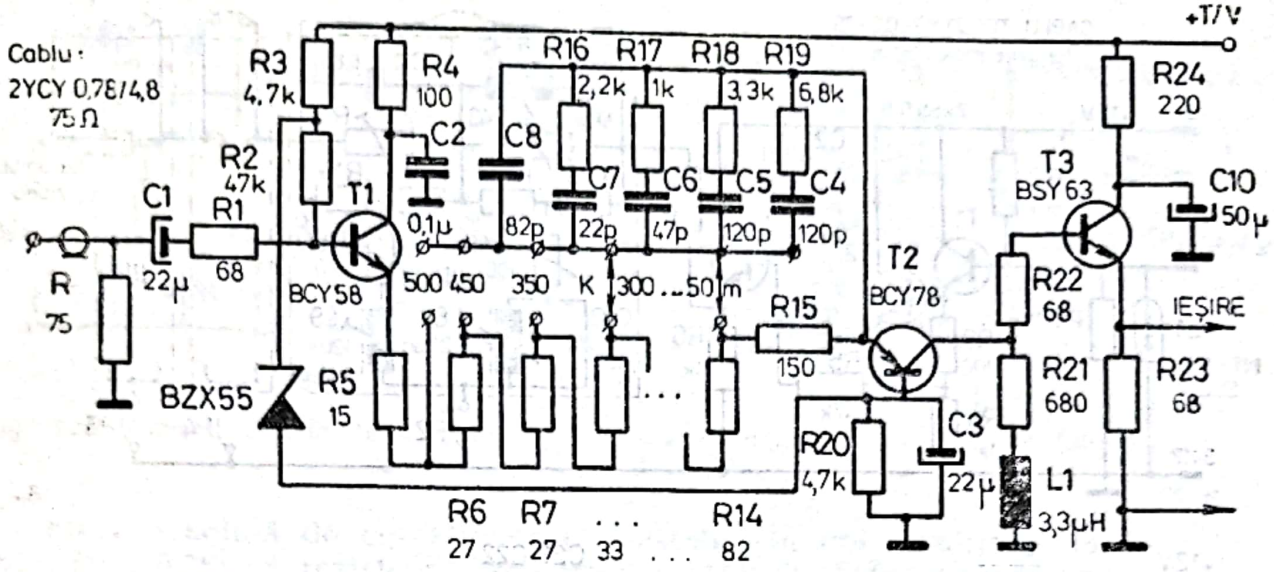


Fig. 8.24. Schema unui circuit de corecție pentru cablu coaxial.

amplificatorul video realizat cu *T2*, *T3*, este un amplificator în conexiunea bază comună ; *L1* este inductanța de corecție la înaltă frecvență a caracteristicii de amplitudine a acestui etaj. Etajul de ieșire al amplificatorului video este tot un repetor pe emitor realizat cu *T3*. Combinația de trei etaje de amplificare, în succesiunea repetor pe emitor — bază comună — repetor pe emitor, pe lîngă alte avantaje, permite o adaptare ușoară între etaje utilizînd un număr minim de tranzistoare, datorită faptului că nici unul dintre cele trei etaje nu schimbă faza semnalului cu 180°. Avînd în vedere că pentru adaptarea gradului de corecție la lungimea cablului coaxial nu este necesară decît schimbarea unei singure conexiuni, acest corector se distinge nu numai prin simplitate constructivă dar și prin simplitate deosebită în utilizare. O schemă de corector de cablu similară cu aceasta este prezentată în [7] § 8.3.1.

Un corector de cablu cu performanțe ridicate și cu o schemă corespunzător de sofisticată este cel utilizat în sistemul de televiziune în circuit închis produs în țară. Schema de principiu a acestui corector (nr. de cod 200 119 00), mai puțin blocul de alimentare, este redată în figura 8.25.

Acest corector este realizat după schema bloc din figura 8.22. Amplificatorul separator de intrare (v. fig. 8.22 a) este realizat cu două repetoare pe emitor realizate cu tranzistoarele *T1*, *T2*, *T3*. E1 este un eclator menit să protejeze etajul de intrare în cazul apariției unor supratensiuni, de valori periculoase, în linie. Circuitul de corecție (fig. 8.22 a) este realizat prin conectarea în cascadă a trei celule de corecție identice, în figură fiind prezentată complet numai schema de principiu a unei singure celule. Cele 3 celule de corecție pot fi introduse sau scoase din circuit cu ajutorul punților $P1 \div P6$.

În tabelul 8.5 este indicat modul de conectare a punților în funcție de lungimea maximă a cablului a cărui caracteristică poate fi corectată.

Scanned with OKEN Scanner

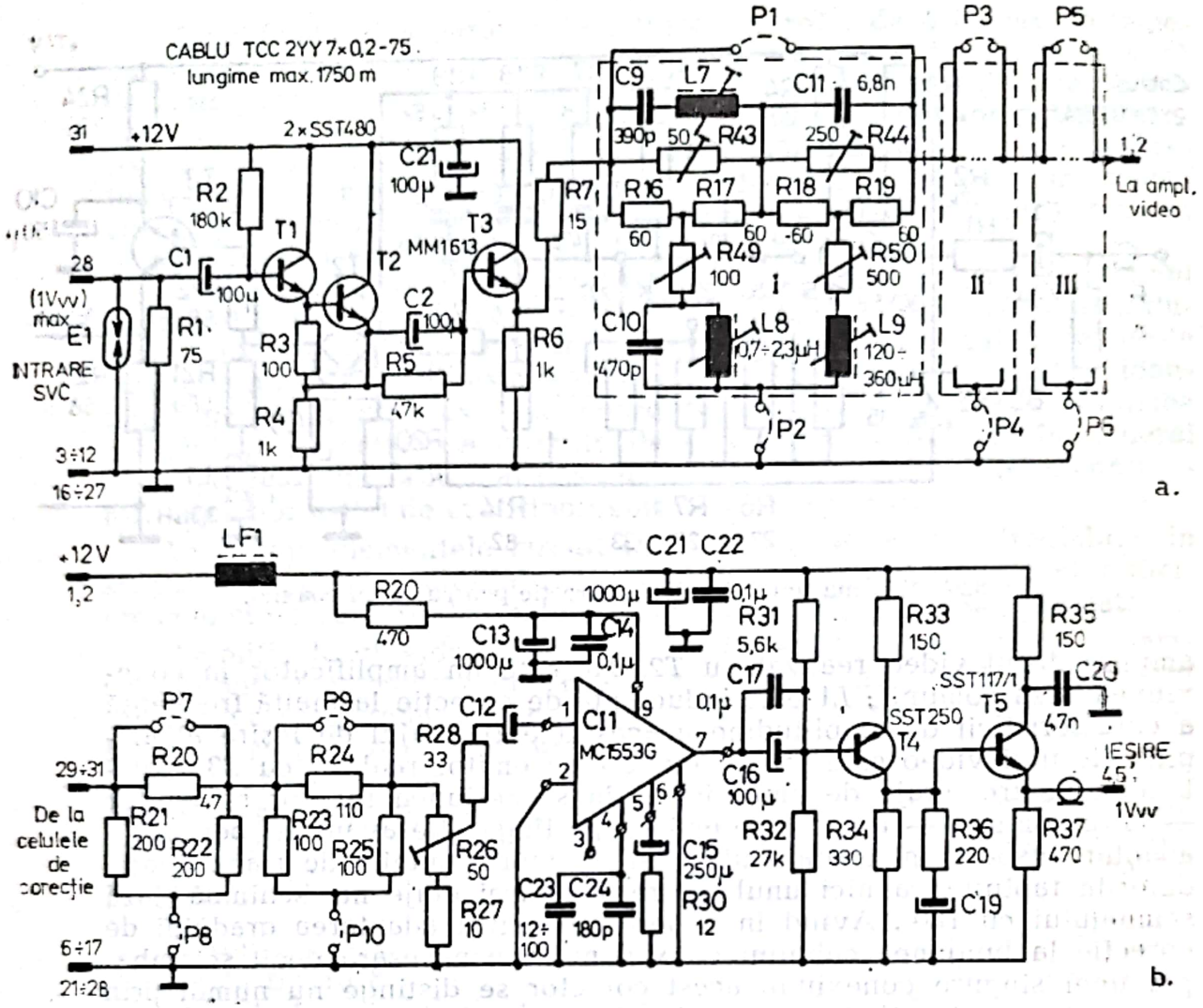


Fig. 8.25. Schema corectorului de cablu coaxial „Tehnoton": a — amplificatorul separator de intrare și celulele de corecție; b — amplificatorul video.

Tabelul 8.5

Modul de conectare a punților la circuitul de corecție din figura 8.25.a

Lungimea maximă a cablului [m]	P1	P2	P3	P4	P5	P6	Celula conectată în circuit
600		×	×		×		I
	×			×	×		II
	×		×			×	III
1 200		×		×	×		I+ II
1 750		×		×		×	I+ II+ III

*) punte închisă

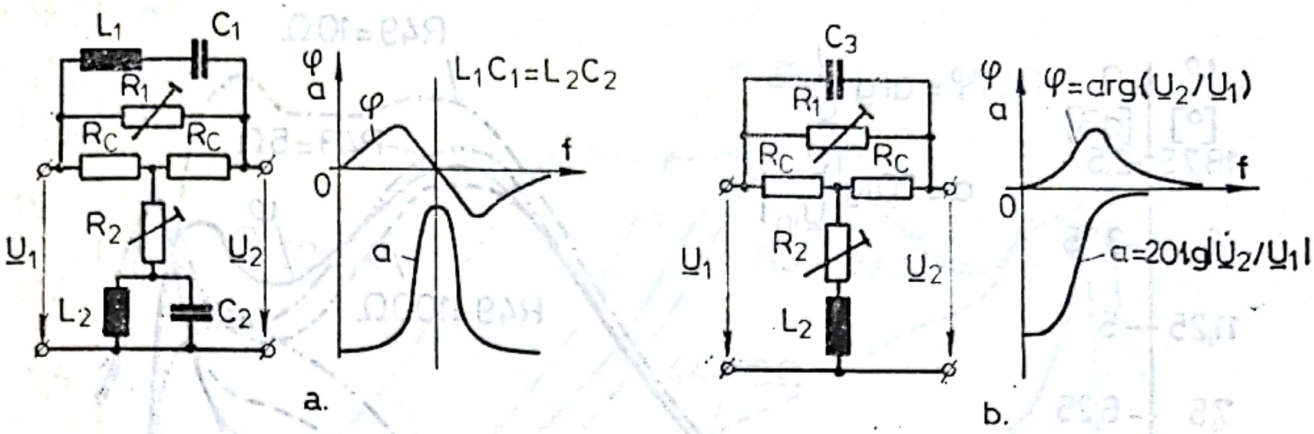


Fig. 8.26. Caracteristicile de atenuare şi fază ale cuadripolilor de corecţie folosiţi în corectorul din figura 8.25.

Fiecare celulă de corecţie este realizată din doi cuadripoli în T podit (fig. 8.26) cu rezistenţa caracteristică $R_c = 60\ \Omega$. În aceeaşi figură sînt reprezentate schematic, formele de variaţie ale atenuării şi defazajului introduse de aceşti cuadripoli de corecţie. Caracteristicile de fază-frecvenţă şi atenuare-frecvenţă ale unei celule de corecţie (fig. 8.25 a) terminate pe rezistenţa caracteristică de 60 Ω sînt date în figura 8.27. Caracteristicile, reprezentate pentru mai multe valori ale elementelor semireglabile, au fost trasate pe baza datelor obţinute în urma simulării celulei de corecţie pe calculatorul Felix C256. S-a presupus impedanţa de ieşire din circuitul realizat cu $T3$ (fig. 8.25 a) egală cu 10 Ω.

Amplificatorul video al acestui corector de cablu coaxial (fig. 8.25, b) este realizat cu ajutorul amplificatorului video integrat MC1553G şi al tranzistoarelor $T4$, $T5$. Intrarea în amplificatorul video se realizează prin intermediul unui atenuator în trepte, comutabile cu ajutorul unor punţi $P7 \div P10$. Atenuatorul în trepte, realizat cu $R20 \div R25$, terminat pe o rezistenţă de 60 Ω ($R26 \div R27$) are rezistenţa de intrare aproximativ 60 Ω, asigurînd astfel la ieşirea celulelor de corecţie o rezistenţă egală cu rezistenţa lor caracteristică. În tabelul 8.6 sînt indicate valorile atenuărilor ce pot fi obţinute în funcţie de modul de conectare a punţilor.

Tabelul 8.6

Modul de conectare a punţilor atenuatorului în trepte din figura 8.25.b şi atenuările obţinute

Atenuare (dB)	P7	P8	P9	P10
0	×		×	
6		×	×	
12	×			×
18		×		×

*) punte închisă

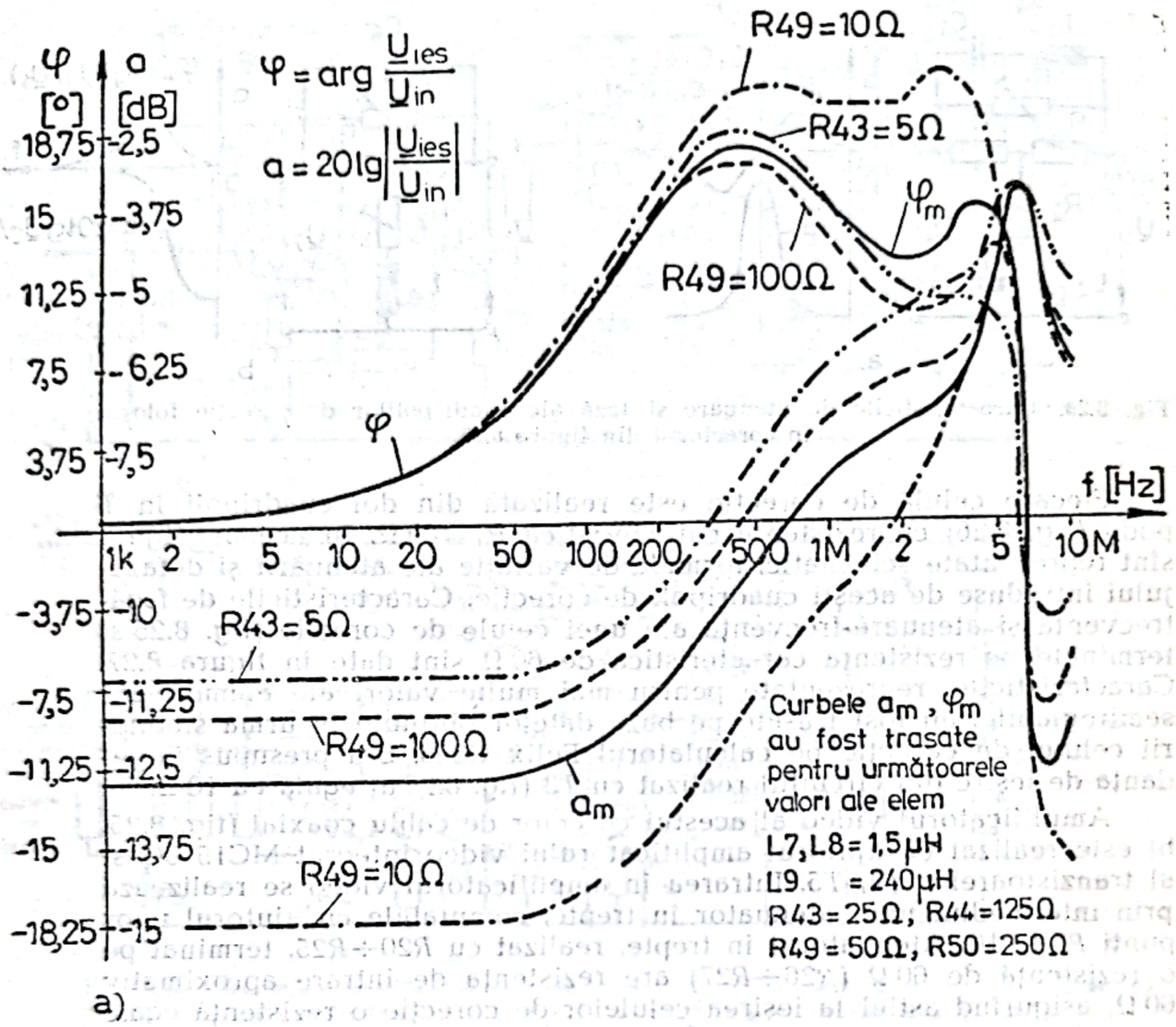
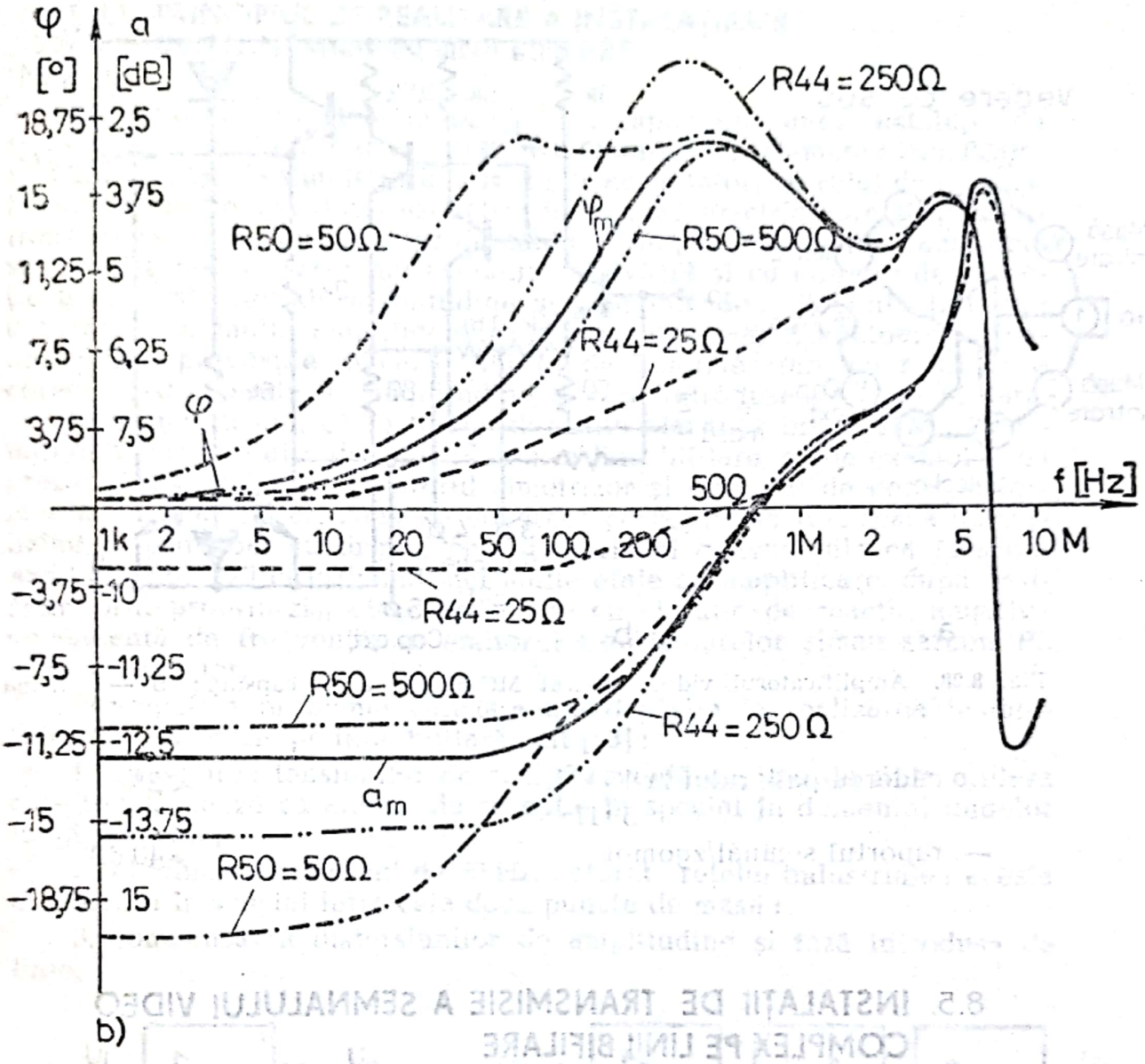


Fig. 8.27. Caracteristicile fază-frecvență și atenuare-frecvență pentru unele valori

Semnalul video este adus la intrarea amplificatorului integrat de pe cursorul potențiometrului semireglabil *R*26, asigurîndu-se astfel posibilități largi de reglare a amplitudinii semnalului video complex obținut la ieșirea corectorului.

Amplificatorul video integrat MC1553G (fig. 8.28) este un amplificator de bandă largă, 35 MHz, și cîștig ridicat, 52 dB (400 ori), cu distorsiuni de maximum 0,2% la 200 kHz și o variație a amplificării de 0,002 dB/°C [85]. După cum se poate observa din figura 8.28 amplificatorul video integrat conține trei etaje, ceea ce înseamnă că la ieșirea sa vom regăsi semnalul video cu polaritate schimbată. Acest lucru a făcut necesară introducerea în etajul final a unui amplificator inversor cu tranzistorul *T*4. Cu *R*36, *C*19 se realizează o corecție a amplificării în domeniul frecvenței video foarte joase.

După cum se poate observa și din tabelul 8.5 lungimea maximă a cablului corectat este de 1,75 km ; ținînd cont de indicațiile producăto-



b)

ale rezistențelor semireglabile ale celulei de corecție din figura 8.25.

rului, care arată că pot fi conectate succesiv maximum 10 corectoare, rezultă că lungimea maximă a liniei este cca 17,5 km, ceea ce este suficient pentru marea majoritate a aplicațiilor. Menționăm mai jos principalele caracteristici ale corectorului prezentat :

— tensiunea de alimentare	220 V ± 10 % / 50—60 Hz ;
— puterea absorbită de la rețea	5 VA
— semnalul de intrare	1 V_{vv} / 75 Ω
— semnalul de ieșire	1 V_{vv} / 75 Ω
— corecția caracteristicii amplitudine frecvență	38 dB/5 MHz
— caracteristica tranzitorie supracreșterea la 250 kHz/100 ns	⩽5%

Scanned with OKEN Scanner

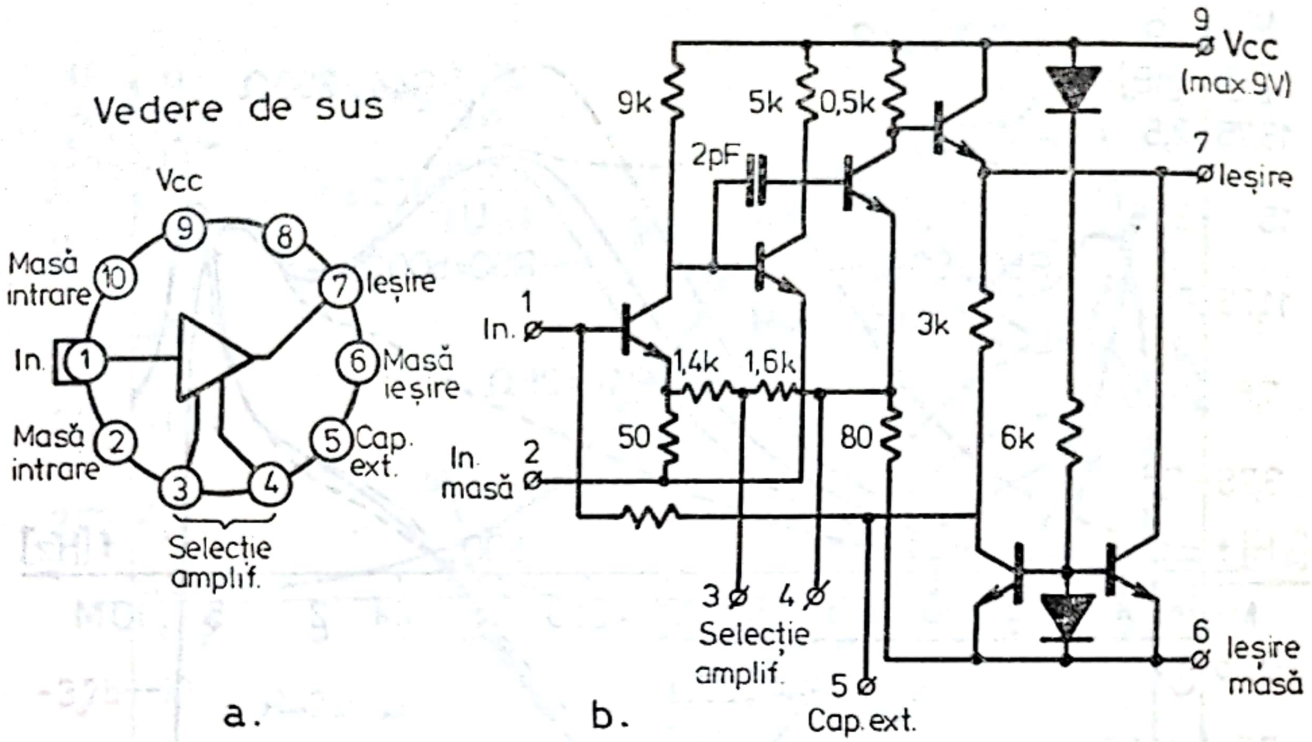


Fig. 8.28. Amplificatorul video integrat MC1553G : a — capsula ; b — schema de principiu.

căderea palierului la 15 kHz	$\leqslant 2\%$
50 Hz	$\leqslant 5\%$
— raportul semnal/zgomot	$\geqslant 40$ dB

8.5. INSTALAȚII DE TRANSMISIE A SEMNALULUI VIDEO COMPLEX PE LINII BIFILARE

Transmisia semnalului video complex în instalațiile de televiziune în circuit închis se face în general prin cabluri coaxiale. Uneori însă, mai ales în cazul distanțelor relativ mari, peste 1 km, cînd montarea unui cablu coaxial este imposibilă, iar utilizarea legăturilor prin radio nu este posibilă sau nu e de dorit, apare ca eficientă utilizarea unei linii telefonice existente. Avînd în vedere că liniile telefonice sînt linii bifilare, deci simetrice, iar camerele și monitoarele utilizate în televiziunea în circuit închis au ieșiri și respectiv intrări asimetrice (pentru cablu coaxial) rezultă după, cum s-a menționat și anterior (v. cap. 2 și § 8.3.5), că o astfel de instalație va trebui să conțină o aparatură cu circuite care să facă trecerea de la cablu coaxial la linia bifilară și invers. De asemenea, similar ca în cazul cablului coaxial vor trebui corectate distorsiunile de fază și atenuare introduse de linia bifilară.

Scanned with OKEN Scanner

8.5.1. PRINCIPIUL DE REALIZARE A INSTALAȚIILOR DE TRANSMISIE PE LINII BIFILARE

Din cele menționate rezultă că în componența unei instalații de transmisie pe cablu bifilar vor intra următoarele trei elemente (fig. 8.29) : un amplificator de simetrizare, numit și transmițător, cu rolul de a transforma, la emisie, semnalul asimetric în semnal simetric care să poată fi transmis pe linie ; un receptor de cablu bifilar, cu rolul de a transforma semnalul simetric în semnal asimetric, prevăzut și cu circuite de corecție a distorsiunilor de amplitudine și fază introduse de linia bifilară ; unul sau mai multe amplificatoare intermediare sau corectoare de cablu bifilar, prevăzute în cazul liniilor de lungime mare cu rolul de a corecta distorsiunile de amplitudine și fază introduse de linia bifilară.

Vom aminti aici că în unele elemente ale unor instalații de transmitere a semnalului video complex prin linii bifilare, ca de exemplu cea prezentată în [83] amplificatorul simetrizor și circuitul de corecție formează un bloc unitar. Aceasta deoarece corecțiile se realizează nu utilizînd în principal cuadripoli cu caracteristici convenabile ca în schemele din fig. 8.29 ci utilizînd mai multe etaje de amplificare, după desimetrizorul propriu-zis, etaje prevăzute cu circuite de reacție negativă dependentă de frecvență, în emitorul tranzistoarelor și/sau sarcini *RL* în colectorul lor.

Principalele probleme care trebuie depășite la realizarea instalațiilor de transmisie pe linie bifilară sînt [83] :

1. eliminarea tensiunilor de radiofrecvență captate de linia bifilară care funcționează ca antenă de recepție în special în domeniul undelor lungi și medii ;

2. eliminarea brumului de 50 Hz, datorat rețelei industriale ; acesta acționează în special între cele două puncte de masă ;

3. compensarea distorsiunilor de amplitudine și fază introduse de linie.

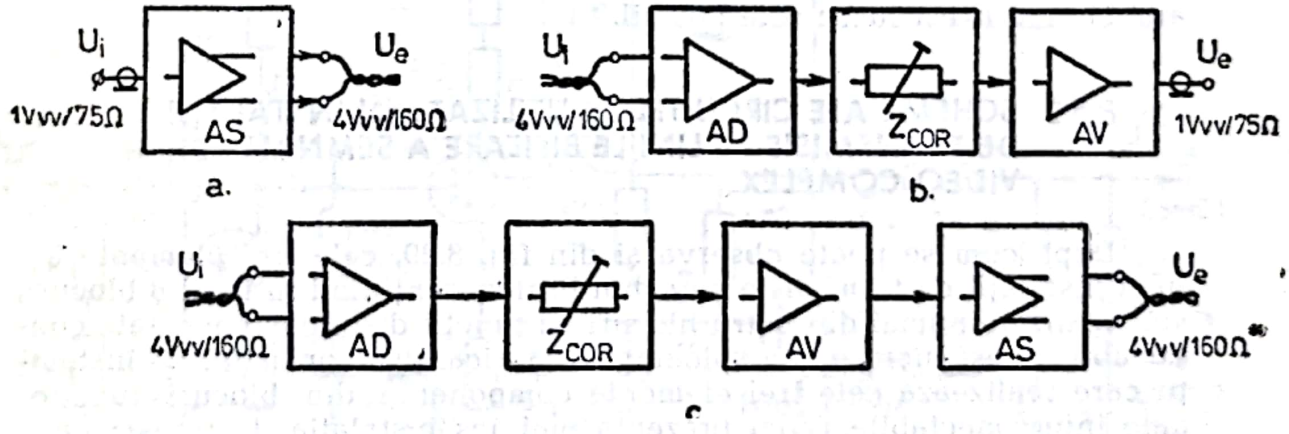


Fig. 8.29. Schema-bloc ale elementelor unei instalații de transmitere a semnalului video complex pe linii bifilare :
a — transmițătorul; *b* — receptorul; *c* — corectorul (amplificatorul intermediar). *AS* — amplificator de simetrizare; *AD* — amplificator pentru desimetrizare; — circuit de corecție; *AV* — amplificator video. Valorile numerice indicate corespund instalației produse în țară.

Scanned with OKEN Scanner

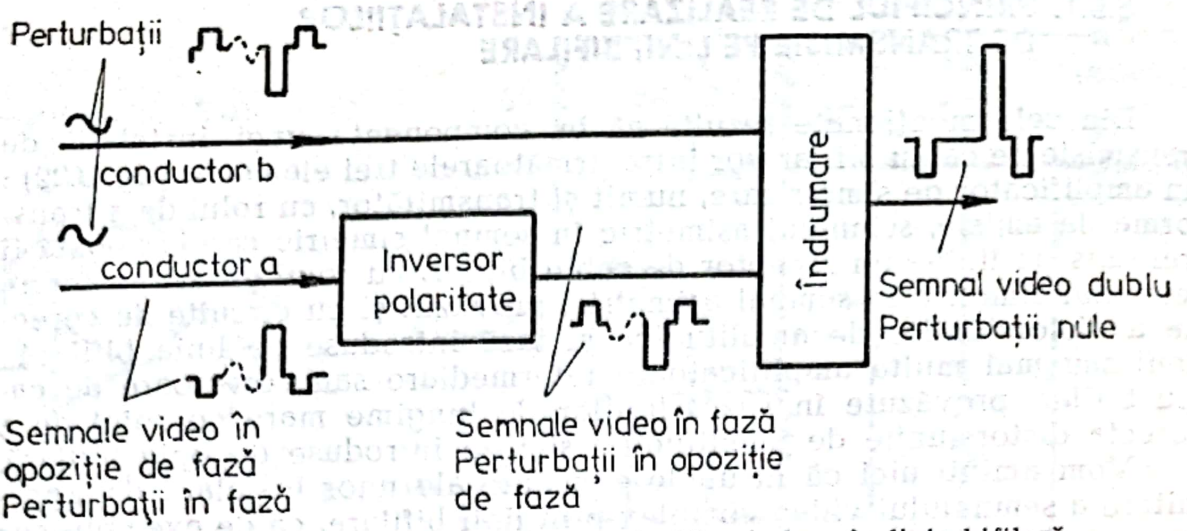


Fig. 8.30. Principiul eliminării perturbațiilor induse în linia bifilară.

Eliminarea perturbațiilor induse în linie se bazează pe proprietățile liniei de transmisie simetrice ; perturbațiile induse în fiecare conductor (fig. 8.30) sînt practic identice, deci egale ca amplitudine și în fază. Aceste perturbații sînt eliminate conform principiului ilustrat în figura 8.30 în etajul amplificator desimetrizor.

Eliminarea perturbațiilor, în principal cele de 50 Hz, care acționează între punctele de masă se realizează prin creșterea factorului de rejecție de mod comun al amplificatorului (diferențial) desimetrizor aflat la intrarea receptorului și corectorului de linie bifilară.

Corectarea distorsiunilor introduse de linia bifilară se face similar ca în cazul cablurilor coaxiale, cu ajutorul unor cuadripoli ce prezintă caracteristici de atenuare și fază inverse față de cele ale porțiunii de linie corectate. După cum se poate vedea în figura 8.29, c corecția se execută asupra semnalului nesimetric.

Menționăm că la realizarea unei transmisii de bună calitate o contribuție importantă poate avea și respectarea indicațiilor date la § 8.3.5, atunci cînd acest lucru este posibil.

8.5.2. SCHEME ALE CIRCUITELOR UTILIZATE ÎN INSTALAȚII DE TRANSMISIE PE LINIILE BIFILARE A SEMNALULUI VIDEO COMPLEX

După cum se poate observa și din fig. 8.29, cele trei elemente ale unei instalații de transmisie pe cablu bifilar, conținînd în total 8 blocuri, sînt realizate numai din patru blocuri cu funcții distincte, conectate convenabil. Acest lucru este exploatat de fabricanții unor astfel de instalații care realizează cele trei elemente componente din blocuri funcționale interconectabile. Vom prezenta mai jos instalația de transmisie a semnalelor de televiziune pe cablu bifilar produsă în țară.

Principalele caracteristici tehnice ale acestei instalații sînt următoarele :

— tensiunea de alimentare $220\ V \pm 10\% / 50\ Hz$
— puterea absorbită de la rețea pentru fiecare aparat $\approx 5\ VA$

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 8.7

Lungimea maximă a liniei bifilare între transmițător și receptor (sau corector)

Diametrul conductorului [mm]	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,4
Lungimea maximă a liniei [km]	0,5	0,75	1	1,2	1,4	1,6

— banda de frecvență transmisă pentru o linie bifilară $2\times0{,}8$ mm, 1—1 000 m — 5 MHz/3 dB
— caracteristica tranzitorie
supracreșterea la 250 kHz/100 ns — $\leqslant 10\%$
căderea palierului la 15 kHz — $\leqslant 2\%$
la 50 Hz — $\leqslant 5\%$
— semnalul la intrările/ieșirile asimetrice (pentru cablu coaxial) — 1 V_{vv} /75 Ω
— semnalul la intrările/ieșirile simetrice (pentru linia bifilară) — 4 V_{vv} /160 Ω
— raportul semnal/zgomot — 40 dB

În tabelul 8.7 sînt date distanțele maxime la care se poate transmite semnalul de televiziune, în funcție de diametrul conductoarelor liniei folosite.

Pentru simplitate avînd în vedere cele menționate anterior vom prezenta numai schemele unor blocuri funcționale, schemele complete putînd fi eventual reconstituite prin conectarea convenabilă a acestor blocuri.

Astfel în figura 8.31 este prezentată schema amplificatorului de simetrizare, care poate alcătui singur elementul transmițător. Etajul de

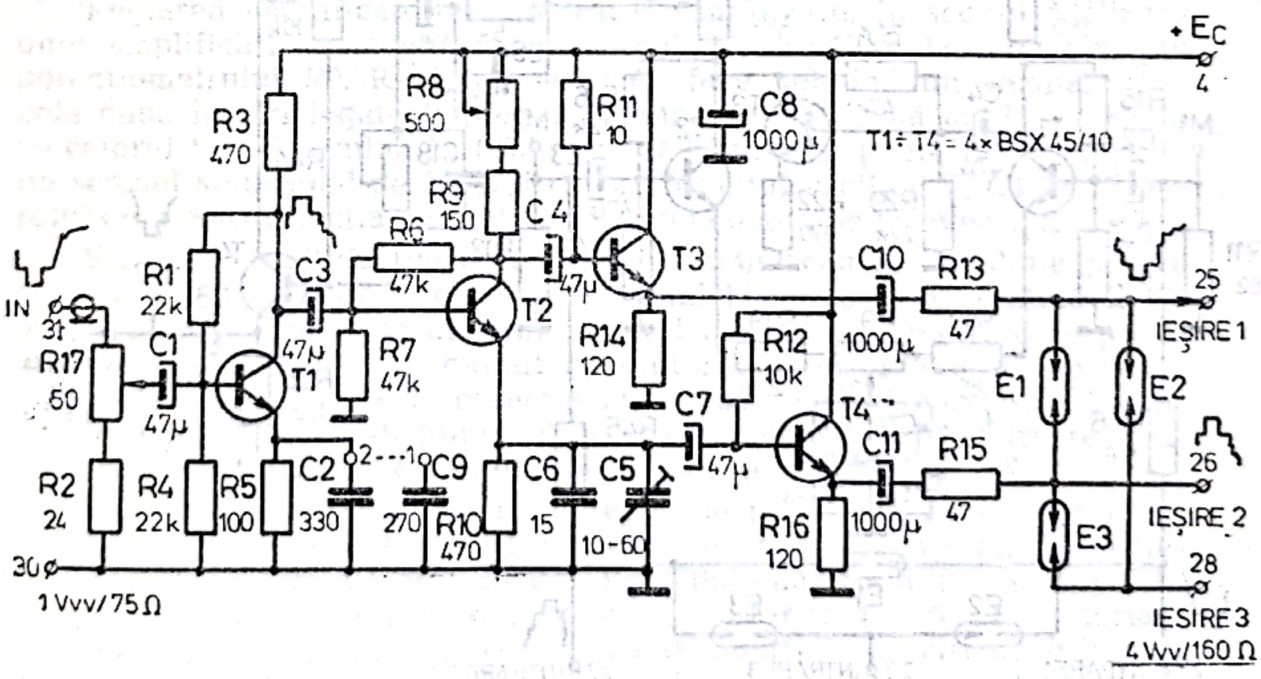


Fig. 8.31. Amplificator de simetrizare a semnalului video complex :
F 1 ,2, 3 — eclatoare.

Scanned with OKEN Scanner

intrare realizat cu $T1$, este un etaj de amplificare în conexiune EC cu o puternică reacție negativă datorită rezistenței $R5$. Cu ajutorul condensatorului $C2$ (sau $C2+C9$) se realizează o corecție a caracteristicii de amplificare la frecvențele înalte (peste 1 MHz). Cele două semnale egale și în antifază se obțin cu ajutorul etajului de amplificare cu sarcină distribuită în colector și emitor realizat cu $T2$. Cu ajutorul condensatorului $C6$ și a trimerului $C5$ se realizează egalizarea constantelor de timp a celor două surse de semnal, în scopul obținerii unor caracteristici de amplitudine-frecvență practic identice pe ambele căi. Ieșirea din amplificatorul de simetrizare se realizează prin intermediul a două repetoare pe emitor, identice, realizate cu $T3$, $T4$. $E1$—$E3$ sînt eclatoare de protecție contra supratensiunilor accidentale din linie. Reglarea transmițătorului se poate face astfel : se introduce la intrare semnalul standard de 1 V_{vv} și se reglează la potențiometrul $R17$ pînă se obține la ieșirea 2 un semnal 2 V_{vv} în sarcină, față de masă. În aceleași condiții, cu ajutorul potențiometrului $R8$ se ajustează la 2 V_{vv} valoarea semnalului obținut la ieșirea 1. Astfel pentru un semnal de 1 V_{vv}, asimetric, aplicat la intrare, vom obține un semnal de 4 V_{vv}, simetric, la ieșire.

Schema de principiu a amplificatorului desimetrizor utilizat în această instalație este prezentată în figura 8.32. Această schemă funcționează conform principiului ilustrat în fig. 8.30. Semnalul de la ieșirea liniei bifilare se aplică la intrările celor două etaje de amplificare realizate cu $T1$, $T2$. Cu $T3$ este realizat amplificatorul care inversează suplimentar (încă o dată) semnalul aplicat la intrarea 1. Însumarea semnalelor venite pe cele două căi se face pe rezistența de colector comună

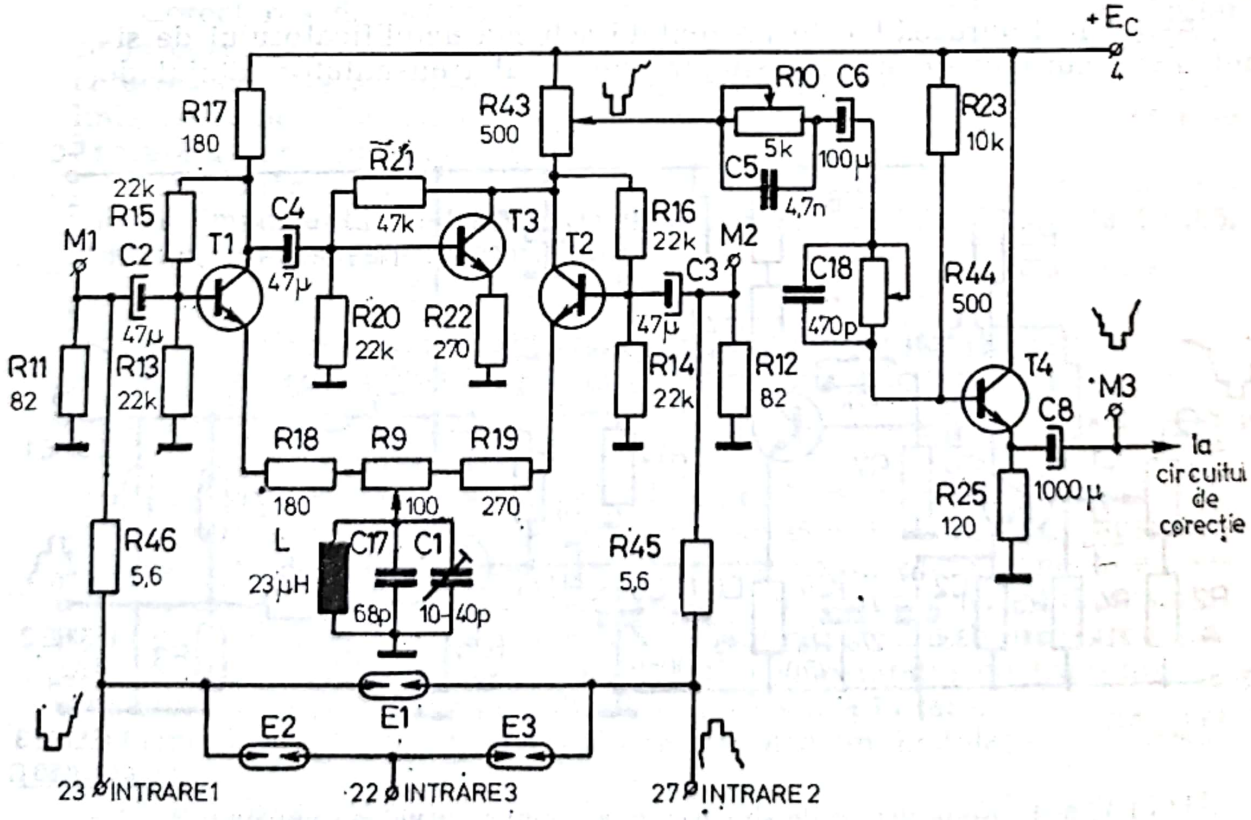


Fig. 8 32. Amplificator pentru desimetrizare.

Scanned with OKEN Scanner

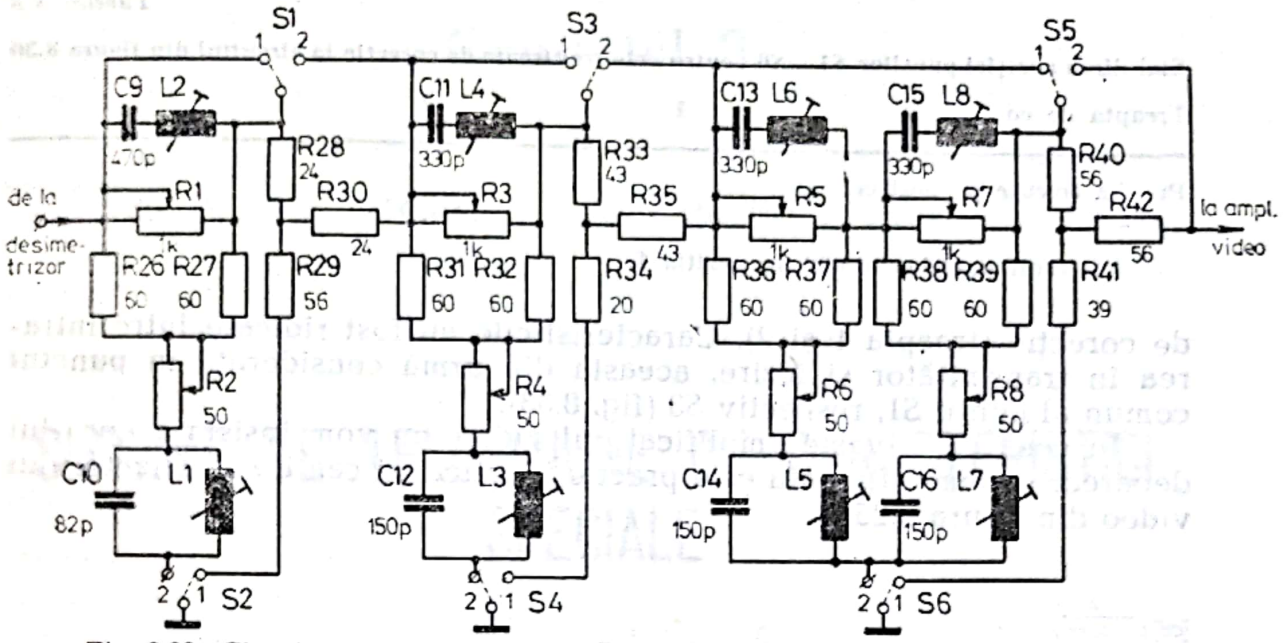


Fig. 8.33. Circuit pentru corecția distorsiunilor introduse de cablul bifilar.

a tranzistoarelor $T2$, $T3$. Ieșirea din amplificatorul desimetrizor se face prin repetorul pe emitor realizat cu $T4$.

Prezența celor două celule de corecție RC, $R10$, $C5$ și $R44$, $C18$, între etajul desimetrizor și repetorul pe emitor ar putea permite considerarea etajului de ieșire a amplificatorului desimetrizor ca primul etaj al circuitului de corecție. Am preferat totuși să considerăm repetorul ca făcînd parte din amplificatorul desimetrizor, avînd în vedere rolul preponderent al circuitelor de corecție ce urmează în stabilirea formei caracteristicilor globale ale elementelor din care ele fac parte.

Reglarea amplificatorului pentru desimetrizare, în scopul realizării unor amplificări egale (în modul) pe cele două căi se face cu ajutorul potențiometrului $R9$. Reglarea se poate face aplicînd un semnal între cele două intrări legate împreună, urmînd să se obțină anularea lui în colectorul tranzistorului $T2$ ($T3$); semnalul utilizat poate fi de exemplu un semnal sinusoidal de 2 V_{vv} /10 kHz. Circuitul oscilant L, $C1+C17$ are rolul de a mări rejecția semnalelor de mod comun de frecvențe mai mari.

Schema circuitului de corecție utilizat în această instalație pentru corecția distorsiunilor introduse de cablul bifilar este prezentată în figura 8.33. Circuitul este alcătuit din trei celule de corecție care pot fi introduse sau scoase din circuit cu ajutorul punților $S1 \div S6$. Se realizează astfel trei trepte de corecție în cadrul lungimii maxime a cablului ce poate fi corectat. Modul de conectare al punților pentru realizarea celor trei trepte de corecție este indicat în tabelul 8.8.

În cadrul fiecărei trepte de corecție se poate realiza un reglaj fin din elementele semireglabile. După cum se observă din figura 8.33 fiecare celulă de corecție este alcătuită din doi cuadripoli, un cuadripol în T podit rezonant (v. fig. 8.24, a) și un atenuator în T care prin intermediul a două punți pot fi introduși sau scoși, parțial, din circuit. În figura 8.34 sînt prezentate caracteristicile de frecvență normate ale amplificatorului simetrizor împreună cu amplificatorul desimetrizor și circuitul

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 8.8

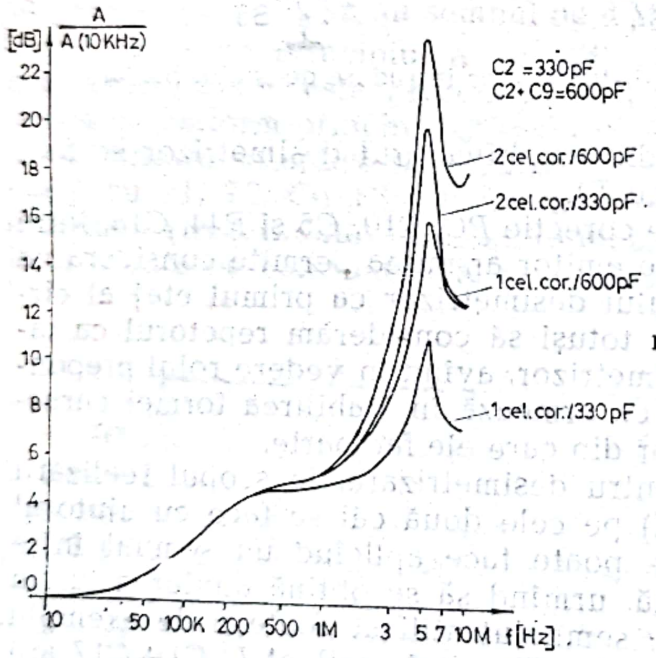
Stabilirea poziției punților S1—S6 pentru cele trei trepte de corecție la circuitul din figura 8.30

Treapta de corecție	1	2	3
Punțile trecute pe poziția 2*)	S1, S2	S3, S4	S5, S6

*) restul punților se află în poziția 1.

de corecție (treapta 1 și 2). Caracteristicile au fost ridicate între intrarea în transmițător și ieșire, aceasta din urmă considerată în punctul comun al punții S1, respectiv S3 (fig. 8.33).

În ceea ce privește amplificatorul video, nu vom insista asupra lui deoarece schema utilizată este practic identică cu cea a amplificatorului video din figura 8.25, b.



ig. 8.43. Caracteristica amplificare-recvență a instalației de transmisie pe cablu bifilar produsă în țară.

Capitolul 9

SISTEME DE TELEVIZIUNE CU CARACTERISTICI SPECIALE

Trebuind să corespundă unor necesităţi practice dintre cele mai diverse, multe sisteme de televiziune aplicată prezintă caracteristici mult diferite faţă de sistemele de televiziune în circuit închis de uz larg prezentate pînă acum.

Aceste caracteristici speciale se datoresc în general faptului, că aceste sisteme trebuie să corespundă unor necesităţi deosebite, dintre care le amintim pe cele mai des întîlnite:

— se lucrează la nivele foarte mici de iluminare sau cu fenomene rapid variabile;

— este de dorit vizualizarea unor imagini obţinute cu ajutorul unor radiaţii, în mod normal, invizibile. Dintre tipurile de radiaţii utilizate mai des menţionăm radiaţiile infraroşii, radiaţiile X, γ şi ultrasunetele, acestea din urmă nefiind „radiaţii" în sensul uzual al cuvîntului;

— se lucrează în condiţii de mediu deosebite. De exemplu: temperaturi ale mediului ambiant foarte mari sau foarte mici, mediu puternic iradiat, nivel ridicat al vibraţiilor şi/sau zgomote foarte intense, presiuni ridicate;

— aplicaţia dată necesită o putere de rezoluţie ridicată, dimensiuni diferite ale imaginii faţă de cele standard sau imagini în relief etc.

În cele mai multe cazuri, în astfel de sisteme elementul care are o construcţie specială este camera videocaptoare, celelalte elemente ale sistemului diferind mai puţin sau deloc faţă de cele standard; evident caracteristicile camerei vor fi impuse de tubul analizor de imagine, care în multe cazuri nu va mai fi un vidicon standard.

Scanned with OKEN Scanner

9.1. SISTEME DE TELEVIZIUNE PENTRU NIVELE MICI DE ILUMINARE

Camerele de televiziune dotate cu tuburi vidicon standard sînt capabile să ofere imagini de calitate satisfăcătoare la nivele minime de iluminare cuprinse între 1 și 10 lux; aceste valori corespund aproximativ nivelelor de iluminare existente, respectiv, la sfîrșitul și începutul amurgului. Avînd în vedere că ochiul uman poate percepe în condiții acceptabile scene cu o iluminare minimă de 10^{-3} lux [86], rezultă, că pentru a egala aceste performanțe, trebuie îmbunătățită sensibilitatea vidiconului standard cu 3—4 ordine de mărime, iar pentru a o depăși, ceea ce este evident de dorit, sensibilitatea trebuie mărită cu minim 4—5 ordine de mărime.

Cercetările, efectuate în cea mai bună parte după 1960, în special din necesități militare, au dus la crearea unor tuburi analizoare de imagine și a unor intensificatoare de imagine care permit obținerea de imagini ale unor scene cu o iluminare minimă de 10^{-6} lux, ceea ce corespunde de fapt limitelor posibile din punct de vedere fizic [87, 88]. Avînd în vedere, că iluminarea naturală minimă a unei scene este de 10^{-5} lux, rezultă, că se pot obține imagini de calitate satisfăcătoare practic în orice condiții de iluminare naturală. Deși din punct de vedere al sensibilității s-a ajuns la limita impusă de zgomotul proceselor fotoelectronice, prețul acestor dispozitive este încă ridicat, încercîndu-se actualmente reducerea costului și menținerea performanțelor.

De menționat, că, practic aceleași dispozitive folosite la obținerea de imagini nocturne pot fi utilizate la obținerea de imagini ale unor fenomene luminoase scurte sau rapid evolutive, ceea ce lărgește considerabil sfera aplicațiilor acestor dispozitive.

Tabelul 9.1

Valorile iluminării în condiții naturale de iluminare

Condiții	Iluminarea scenei (lux)	Iluminarea țintei (lux)
Zi de vară, pe plajă	10^5	10^4
Zi însorită	10^4	10^3
Zi cu cer acoperit	10^3	10^2
Zi foarte închisă	10^2	10
Început de amurg	10	1
Sfîrșit de amurg	1	10^{-1}
Lună plină	10^{-1}	10^{-2}
Pătrar de luna	10^{-2}	10^{-3}
Cer înstelat	10^{-3}	10^{-4}
Cer nocturn, înourat	$10^{-4} \div 10^{-5}$	$10^{-5} \div 10^{-6}$

Scanned with OKEN Scanner

9.1.1. DISPOZITIVE VIDEOCAPTOARE UTILIZATE ÎN TELEVIZIUNEA PENTRU NIVELE MICI DE ILUMINARE

Două tipuri de dispozitive videocaptoare sînt specifice sistemelor de televiziune destinate a lucra la nivele mici de iluminare ale scenei sub 1 lux și anume: tuburile videocaptoare cu sensibilitate ridicată, special realizate pentru a lucra la nivele mici de iluminare și tuburile intensificatoare de imagine.

Din gama dispozitivelor create pentru utilizări la nivele mici de iluminare, astăzi prezintă interes în mod deosebit: vidiconul cu țintă de siliciu și tuburile SIT, iar dintre intensificatoarele de imagine în mod deosebit intensificatoarele microcanal.

9.1.1.1. TUBURI VIDEOCAPTOARE PENTRU NIVELE MICI DE ILUMINARE

Primul și cel mai important pas în realizarea unor tuburi de tipul vidiconului cu sensibilitate ridicată a fost realizarea către anul 1970 a tubului cunoscut sub denumirea de vidicon cu țintă de siliciu (silicon — target vidicon) sau mai exact a vidiconului cu ținta din mozaic de diode cu siliciu. Cunoscut sub denumiri ca: sidicon, silicon, tivicon, vidiconul cu ținta din mozaic de diode cu siliciu prezintă importante avantaje:

— sensibilitate de circa 10 ori mai ridicată decît a vidiconului standard (cu ținta din Sb_2S_3), ceea ce permite obținerea de imagini ale unor scene cu iluminare de 10^{-1} lux (noapte cu lună plină și cer înstelat), ceea ce corespunde unei iluminări a țintei de circa 10^{-2} lux;

— răspuns spectral într-o bandă largă cuprinsă aproximativ între 0,35÷1,1 μm, deci pînă în infraroșul apropiat;

— remanență de circa două ori mai mică decît la vidiconul standard la nivele mari de iluminare;

— rezistență la supraexpunere;

— pot suporta temperaturi mari, pînă la circa 350°, fără să li se altereze calitățile și pot funcționa pînă la temperaturi foarte scăzute (—180 °C [8]).

Structura țintei acestui tub este prezentată în figura 9.1, restul construcției tubului fiind identică cu a vidiconului clasic.

Ținta este realizată dintr-un disc de siliciu de tip „*n*" cu diametrul de circa 22 mm pentru tubul de „1" și grosime, în zona „activă", de circa 20 μm. Pe acest disc este realizat un mozaic din circa 300 000—750 000 de diode, în funcție de dimensiunile țintei. Pentru o țintă utilizabilă se admit 1—2 diode defecte la 500 000 de diode. Diodele sînt realizate din zone de tip *p*, realizate prin difuzie, separate prin zone izolatoare din SiO_2.

Datorită sursei de polarizare *E*, care ridică potențialul substratului la circa +10 V față de catod, și a fasciculului de electroni, care baleiază cealaltă față a țintei și depune electroni încărcînd-o pînă la potențialul catodului, diodele sînt polarizate invers. Lumina, care cade pe substrat generează perechi de purtători electron-gol, care, sub acțiunea cîmpu-

Scanned with OKEN Scanner

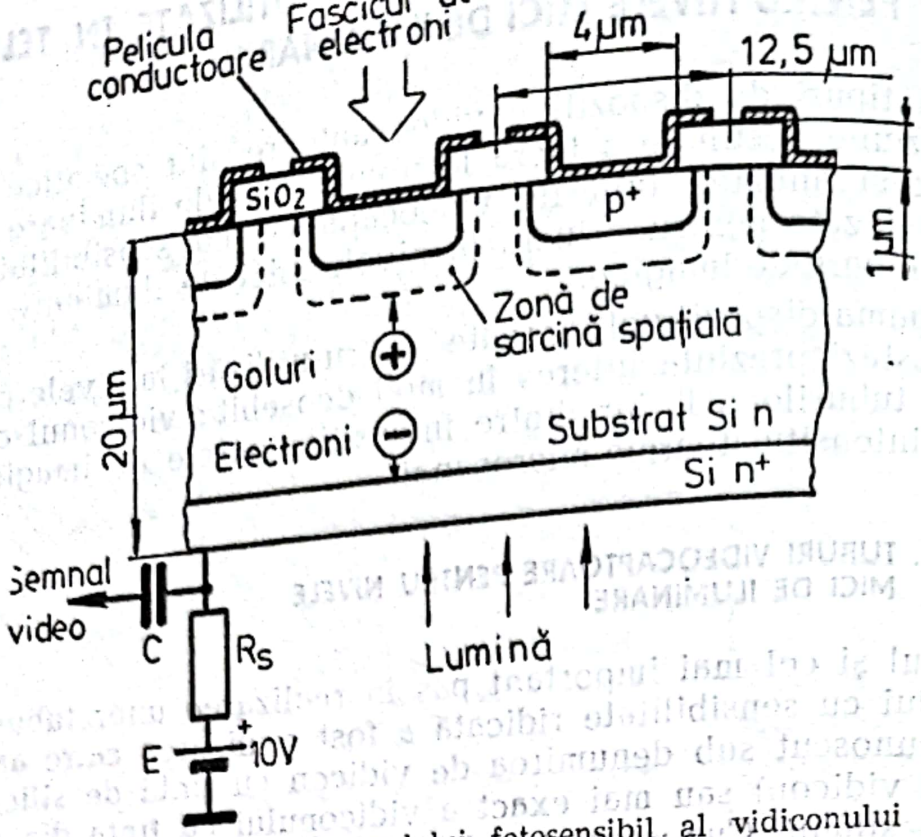


Fig. 9.1. Structura electrodului fotosensibil al vidiconului cu țintă de siliciu.

electric existent, descarcă capacitatea de barieră a diodei. Reîncăr- acestei capacități de către fasciculul de electroni duce la apari- ntului de semnal. Descărcarea este proporțională cu fluxul lumi- dent, deci tubul va avea $\gamma = 1$. În lipsa peliculei conductoare de- te zonele de tipul *p* și peste zonele izolatoare adiacente și a re- + a substratului, dispozitivul ar funcționa imperfect: fasciculul troni ar încărca pelicula de oxid, ceea ce ar duce la crearea unei e de potențial care ar împiedica ulterior fasciculul de electroni să iodele.

altă parte, în lipsa regiunii n^+ de pe fața iluminată a țintei, enerați în apropierea suprafeței, ar avea posibilități crescute nare datorită cîmpului electric redus din această parte a sub- rin difuzia zonei n^+ cîmpul electric creat în această zonă duce ea rapidă a electronilor de goluri, contribuind la mărirea sen- țintei.

Rezoluția obținută cu aceste tuburi este de 400—700 linii TV/înăl- au chiar mai mult în funcție de densitatea diodelor și ei baleiate a țintei. Curentul de întuneric al acestor 5÷10 nA, la 25 °C și o tensiune de țintă de 10 V. e cu tensiunea de țintă și se dublează la creșterea °C.

n vedere calitățile lui, tubul vidicon cu țintă de siliciu își este o arie largă de aplicații în televiziunea industrială și în supra- herea la nivele de iluminare pînă la circa 10^{-1} lux. De asemenea ste tuburi pot fi folosite cu surse care radiază în infraroșu apropiat, la circa 1,1 µm, ca lasere cu galiu-arsen și neodim.

Scanned with OKEN Scanner

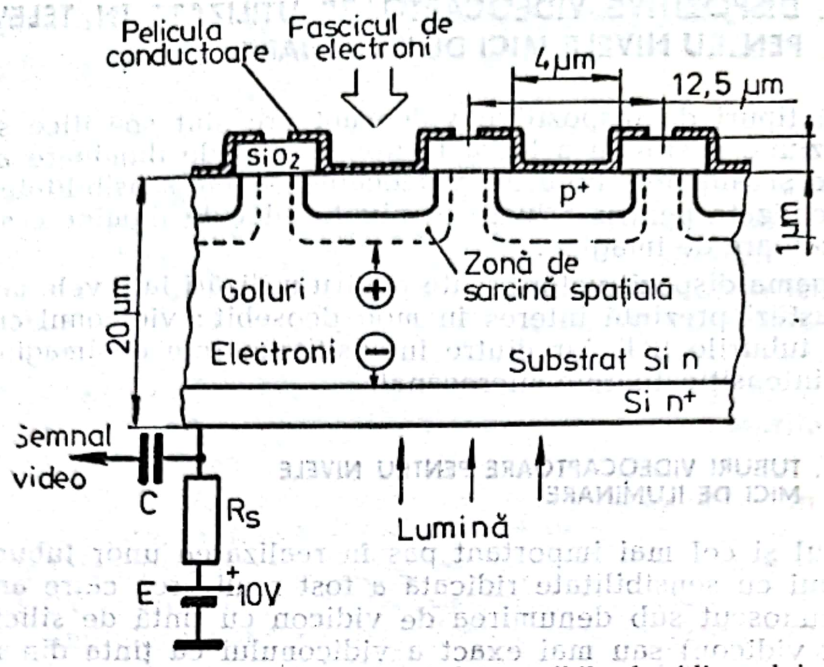


Fig. 9.1. Structura electrodului fotosensibil al vidiconului cu țintă de siliciu.

lui electric existent, descarcă capacitatea de barieră a diodei. Reîncărcarea acestei capacități de către fasciculul de electroni duce la apariția curentului de semnal. Descărcarea este proporțională cu fluxul luminos incident, deci tubul va avea $\gamma = 1$. În lipsa peliculei conductoare depuse peste zonele de tipul *p* și peste zonele izolatoare adiacente și a regiunii n^+ a substratului, dispozitivul ar funcționa imperfect: fasciculul de electroni ar încărca pelicula de oxid, ceea ce ar duce la crearea unei bariere de potențial care ar împiedica ulterior fasciculul de electroni să atingă diodele.

Pe de altă parte, în lipsa regiunii n^+ de pe fața iluminată a țintei, purtătorii generați în apropierea suprafeței, ar avea posibilități crescute de recombinare datorită cîmpului electric redus din această parte a substratului. Prin difuzia zonei n^+ cîmpul electric creat în această zonă duce la separarea rapidă a electronilor de goluri, contribuind la mărirea sensibilității țintei.

Rezoluția obținută cu aceste tuburi este de 400—700 linii TV/înălțimea imaginii, sau chiar mai mult în funcție de densitatea diodelor și de dimensiunile zonei baleiate a țintei. Curentul de întuneric al acestor tuburi este de circa 5÷10 nA, la 25 °C și o tensiune de țintă de 10 V. Acest curent crește cu tensiunea de țintă și se dublează la creșterea temperaturii cu 10 °C.

Avînd în vedere calitățile lui, tubul vidicon cu țintă de siliciu își găsește o arie largă de aplicații în televiziunea industrială și în supravegherea la nivele de iluminare pînă la circa 10^{-1} lux. De asemenea aceste tuburi pot fi folosite cu surse care radiază în infraroșu apropiat, pînă la circa 1,1 μm, ca lasere cu galiu-arsen și neodim.

Scanned with OKEN Scanner

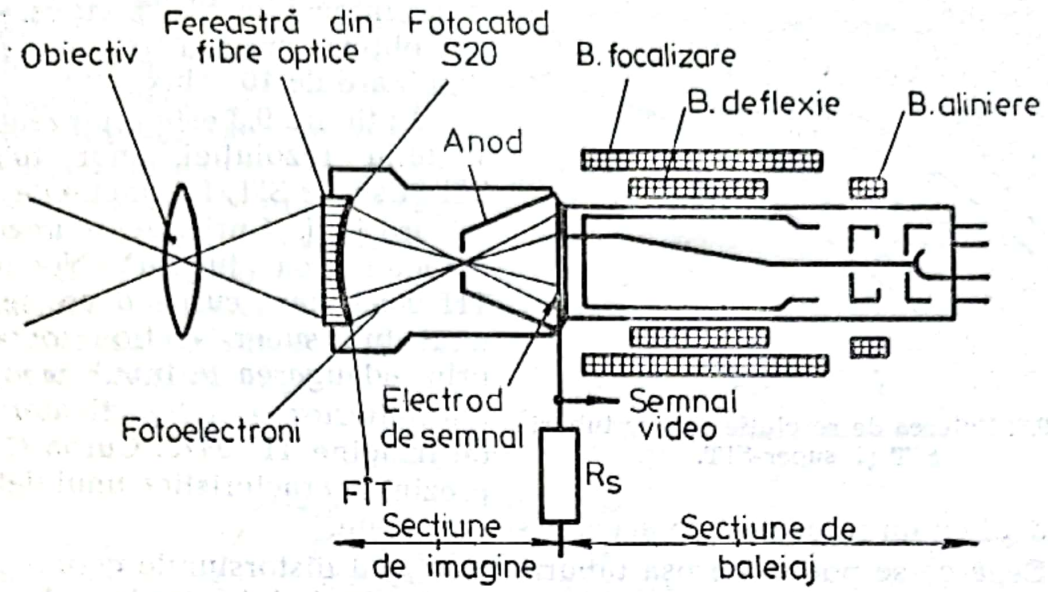


Fig. 9.2. Structura unui tub SIT.

Funcționarea acestei ținte din mozaic de diode cu siliciu, pe principiul creării de purtători de sarcină prin cedare de energie țintei, a oferit noi posibilități de creștere a sensibilității tuburilor videocaptoare. Aceasta deoarece perechile electron-gol pot fi create prin bombardarea țintei cu electroni avînd o energie suficient de mare. Pentru a crea prin ionizare o pereche electron-gol este necesară o energie de 3,5 eV, deci pentru electroni cu o energie de 10 keV se va obține o amplificare de circa 2 700. Acestă idee a fost pusă în aplicare la crearea tuburilor videocaptoare pentru nivel mic de iluminare cunoscute sub denumirea generică de SIT (Silicon intensifier target). În funcție de firma producătoare aceste tuburi poartă diverse nume comerciale : Nocticon, Noricon (Thomson — CSF), Ebsicon (EEV), SIT (RCA), Ebitron (EMI), EBS (Westinghouse).

În figura 9.2 este prezentată structura unui astfel de tub, mai precis a tubului Nocticon produs de firma franceză Thomson — CSF. Funcțiile de detectare (sesizare) a luminii și de acumulare a sarcinilor electrice, ambele realizate împreună de ținta tubului vidicon, sînt separate la tuburile SIT. Imaginea este focalizată mai întîi pe un fotocatod care emite electronii. Aceștia sînt focalizați electrostatic și accelerați pînă la o energie de circa 10 keV. Cu această energie ei lovesc ținta, care este similară cu a tubului vidicon cu țintă de siliciu, fiind însă special concepută pentru a fi sensibilă la electroni în locul luminii. Se obține astfel o creștere a sensibilității de pînă la 2 500 de ori față de tubul cu țintă de siliciu, datorită faptului că, pentru aceeași iluminare a fotocatodului se obțin de circa 2 500 de ori mai multe perechi de purtători de sarcină electron-gol. Celelalte caracteristici sînt similare cu ale tubului cu țintă de siliciu. Cu tuburile videocaptoare de tip SIT se pot obține imagini pînă la nivele de iluminare ale scenei de 10^{-4}—10^{-5} lux.

Următorul pas de creșterea sensibilității este adăugarea la un tub SIT a unui intensificator de imagine, obținîndu-se un tub „super — SIT".

Scanned with OKEN Scanner

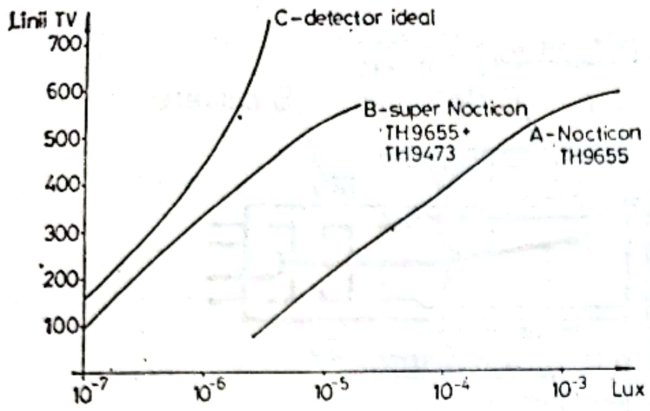


Fig. 9.3. Puterea de rezoluție a unor tuburi SIT și super-SIT.

(sau „intensifier SIT"), cu care se pot obține imagini la nivele de iluminare de 10^{-6} lux.

În figura 9.3 este reprezentată variația rezoluției unor tuburi SIT și super SIT, în funcție de iluminare [89]. Curba *A* reprezintă caracteristica tubului Nocticon TH 9655, iar curba *B* pe cea a unui tub super-Noction obținut prin adăugarea la tubul menționat anterior a intensificatorului de imagine TH 9473. Curba *C* reprezintă caracteristica unui detector ideal cu un fotocatod de aceeași sensibilitate.

Ceea ce se poate reproșa tuburilor SIT sînt distorsiunile geometrice importante pe care le introduc. Aceste distorsiuni sînt introduse de secțiunea de imagine a tubului și constau în creșterea rapidă a măririi către marginile țintei, deci în introducerea unor distorsiuni în formă de „perniță". Din aceste motive aceste tuburi, în variantele obișnuite, nu pot fi folosite în televiziunea radiodifuzată. Pentru aceste aplicații s-au creat tuburi speciale, la care accentul nu este pus numai pe creșterea sensibilității, ci și pe obținerea unor distorsiuni cît mai mici. Un astfel de tub este tubul Noricon, la care prin introducerea unui electrod special în secțiunea de imagine s-a limitat creșterea măririi la marginile țintei la numai 5% [90]. Astfel, aceste tuburi, care par la prima vedere că sînt destinate numai aplicațiilor la nivele foarte mici de iluminare, pot fi aplicate și în televiziunea radiodifuzată, unde folosirea lor face inutilă iluminarea la nivele mari (mii de lux) a scenei. În afară de tuburile videocaptoare analizate, în sistemele de televiziune la nivele mici de iluminare se folosesc și tuburile de tip Isocon (sau *image isocon*), esicon (sau SEC-vidicon) și super-vidicon (vidicon/plumbicon+intensificator de imagine) [91].

9.1.1.2. INTENSIFICATOARE DE IMAGINE

Intensificatoarele de imagine sînt dispozitive optoelectronice capabile să mărească luminanța unei imagini. Aceste dispozitive au fost create cu scopul de a da posibilitate omului să vadă și în condițiile cele mai proaste de iluminare. Intensificatoarele de imagine se folosesc atît pentru realizarea de dispozitive (lunete, binocluri, dispozitive de vizare și altele) care permit omului să vadă chiar în întuneric (natural) total, cît și pentru mărirea sensibilității unor tuburi videocaptoare. Intensificatoarele de imagine folosite în spectrul vizibil sînt utilizate în special ca dispozitive „pasive", în sensul că, lucrează la nivelul de iluminare al scenei, fără o iluminare suplimentară.

În principiu, un intensificator de imagine este realizat dintr-o incintă vidată, care conține două ferestre opuse, pe care sînt depuse, în interior,

Scanned with OKEN Scanner

respectiv, un fotocatod și un ecran electroluminiscent. Pe suprafața fotocatodului se proiectează imaginea scenei, fotoelectronii emiși sînt accelerați, eventual multiplicați și focalizați pe suprafața ecranului electroluminiscent, pe care se obține o imagine cu o luminozitate accesibilă ochiului uman sau unui tub videocaptor. La baza cîștigului de luminanță se află energia suplimentară comunicată fotoelectronilor în urma procesului de accelerare și eventual numărul lor sporit prin multiplicare.

Focalizarea electronilor se poate realiza cu ajutorul cîmpurilor magnetice sau electrostatice, ultima variantă fiind cea mai utilizată din considerente de volum minim. Principalele tipuri de intensificatoare de imagine cu focalizare electrostatică, mai răspîndite astăzi, vor fi trecute în revistă mai jos :

1. Un intensificator de imagine simplu este prezentat în figura 9.4, a.

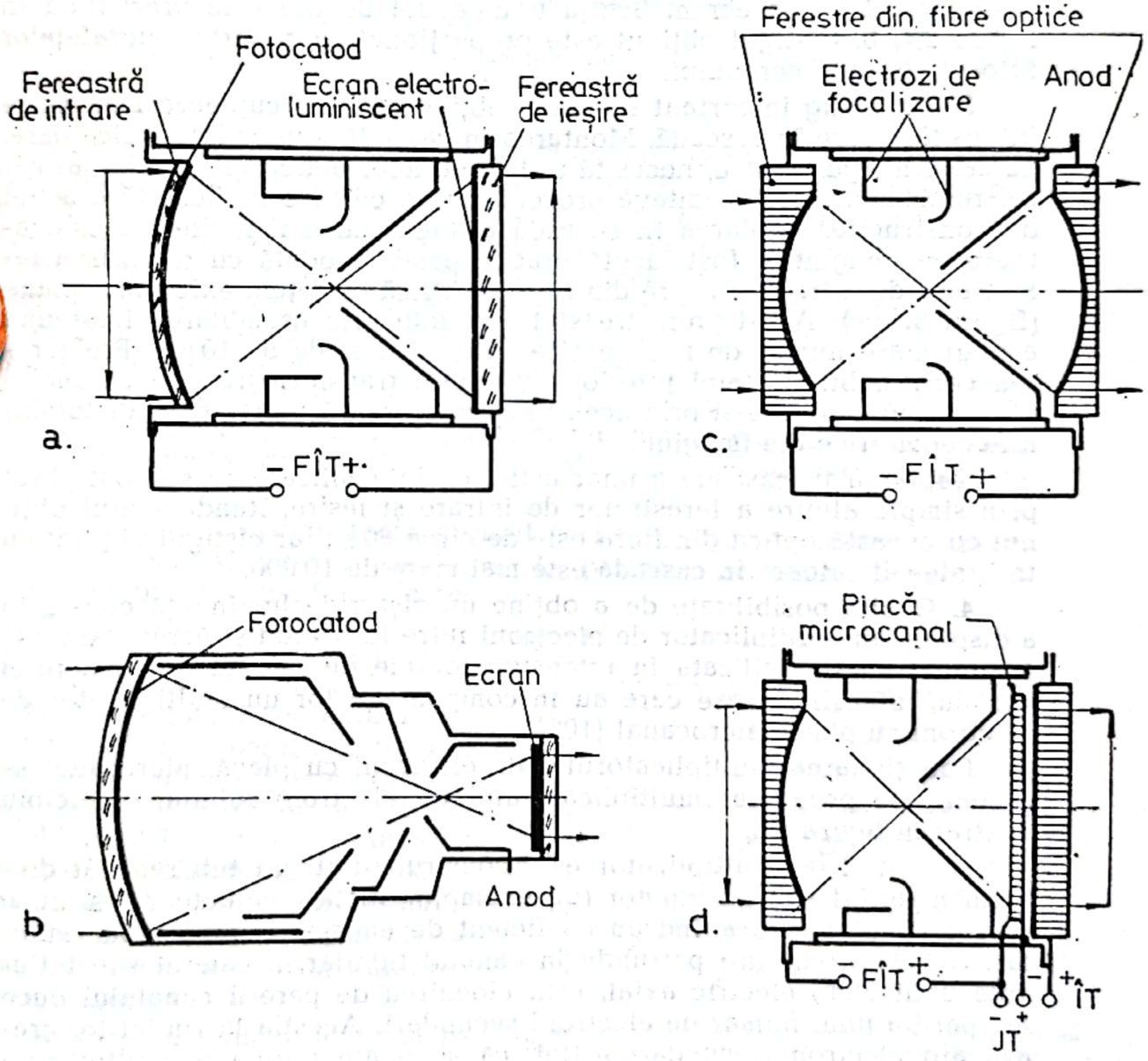


Fig. 9.4. Tipuri constructive de intensificatoare de imagine : *a* — simplu ; *b* — cu cîștig de luminanță prin micșorarea ecranului ; *c* — cu ferestre din fibre optice ; *d* — inversor, cu placă microcanal.

Scanned with OKEN Scanner

Fotocatodul este depus pe fața interioară a ferestrei frontale; el este realizat dintr-o peliculă de circa 100—200 Å, dintr-un material fotoemisiv, de regulă de tip *S*20 sau *S*20ER. Ecranul luminiscent este depus pe fața interioară a ferestrei posterioare; el este realizat de regulă din material de tip *P*20, iar în cazul unor aplicații speciale și din alți luminofori. Fotoelectronii emiși sînt accelerați la o tensiune de circa 15 kV. Nivelul de intensificare al imaginii depinde de sensibilitatea fotocatodului, valoarea tensiunii de accelerare și de eficiența luminoforului. Fereastra de intrare nu este plană, pentru a reduce, într-o oarecare măsură, distorsiunile geometrice ale imaginii.

2. Deoarece senzația produsă de retină este proporțională cu luminanța unei imagini și nu cu fluxul luminos radiat de ea, un cîștig suplimentar de luminanță se poate obține prin reducerea dimensiunilor imaginii reproduse pe ecran. Schița unui astfel de tub este prezentată în figura 9.4, b. Cîștigul obținut este proporțional cu raportul suprafețelor fotocatodului și ecranului.

3. Un cîștig important se poate obține dacă se cuplează mai multe intensificatoare în cascadă. Montarea în cascadă a unor intensificatoare, ca cel din figura 9.4, a, necesită utilizarea unei optici de transfer, al cărui randament este de cîteva procente, ceea ce face ineficientă o astfel de construcție. Cuplarea în cascadă a două sau mai multe intensificatoare de imagine a fost făcută practic posibilă odată cu realizarea ferestrelor de intrare și ieșire din fibre de sticlă cu fețele exterioare plane (figura 9.4, c). Aceste ferestre sînt realizate prin asamblarea împreună a unui mare număr de fibre optice cu diametrul de 5—10 μm. Prelucrarea convenabilă a feței interioare permite transformarea unei imagini plane în una sferică și prin aceasta se micșorează foarte mult distorsiunile geometrice ale imaginii.

Cuplarea în cascadă a unor astfel de intensificatoare se poate face prin simpla alipire a ferestrelor de intrare și ieșire. Randamentul obținut cu această optică din fibre este de circa 60%, iar cîștigul obținut cu trei intensificatoare în cascadă este mai mare de 10 000.

4. O altă posibilitate de a obține un cîștig de luminanță constă în a dispune un multiplicator de electroni între fotocatod și ecran. Această posibilitate este utilizată în intensificatoarele de lumină din generația a doua, intensificatoare care au în componența lor un multiplicator de electroni cu placă microcanal [100].

Funcționarea multiplicatorului de electroni cu placă microcanal se bazează pe principiul multiplicatorului de electroni tubular, principiu ilustrat în figura 9.5.

Un astfel de multiplicator este construit dintr-un tub realizat dintr-un material slab conductor (de exemplu, sticlă conductoare) și cu o suprafață interioară avînd un coeficient de emisie secundară supraunitar. Un electron, care pătrunde în canalul tubular, accelerat sub influența unui cîmp electric axial, prin ciocnirea de pereții canalului duce la apariția unui număr de electroni secundari. Aceștia la rîndul lor creează alți electroni secundari astfel, că se poate obține o multiplicare de circa 10^2—10^8 ori, în funcție de dimensiunile și geometria tubului și de tensiunea aplicată la capetele sale.

Scanned with OKEN Scanner

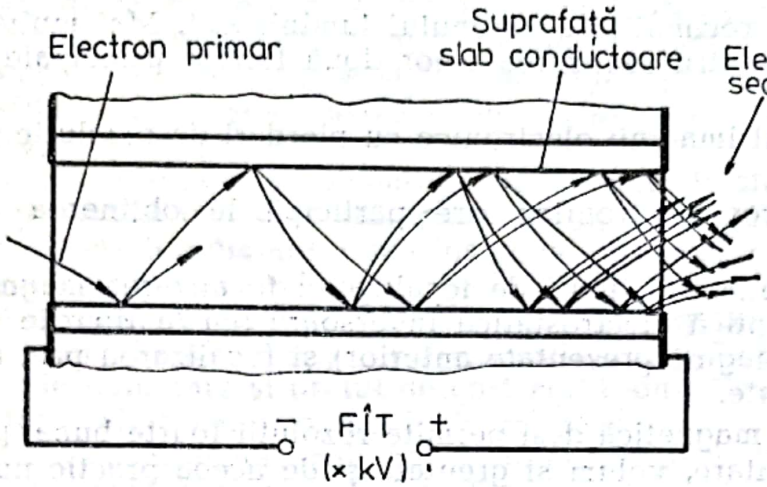


Fig. 9.5. Multiplicarea electronilor într-un canal tubular al unei plăci microcanal.

O placă microcanal este alcătuită dintr-un fascicul de astfel de multiplicatoare tubulare plasate în paralel, unul lîngă altul. Diametrul canalului este sub 20 μm, uzual 12,5—15 μm, cu distanța între centre de 15—20 μm. Lungimea optimă a canalului este de 40—50 de ori mai mare decît diametrul său ; grosimea unei plăci microcanal va fi deci de circa 1 mm, iar suprafața, în funcție de aplicație, variază între cîțiva cm^2 și cîteva zeci de cm^2. O astfel de placă microcanal va prezenta deci caracteristica foarte importantă de a permite multiplicarea globală a unei imagini electronice proiectate pe fața de intrare. Suprafața secțiunii fiecărui microcanal va prezenta un punct elementar al imaginii. Alura tipică a caracteristicilor de transfer ale unei plăci microcanal este prezentată în figura 9.6.

Se observă cîștigul mare obținut ($\approx 10^3$) și gama dinamică mare ($\approx 10^2$) în care răspunsul este linear. La partea superioară a caracteristicilor se observă tendința de saturare a curentului de ieșire. Acest fenomen apare la curenți de ieșire care au valori de circa 10% din valoarea curentului de conducție prin pereții canalului (rezistența unei plăci microcanal are valori de ordinul sutelor de MΩ). Acest fenomen, care duce la micșorarea cîștigului, are însă avantajul de a se asigura o autoprotecție a tuburilor, la nivele mari de iluminare, prin limitarea curentului de ieșire.

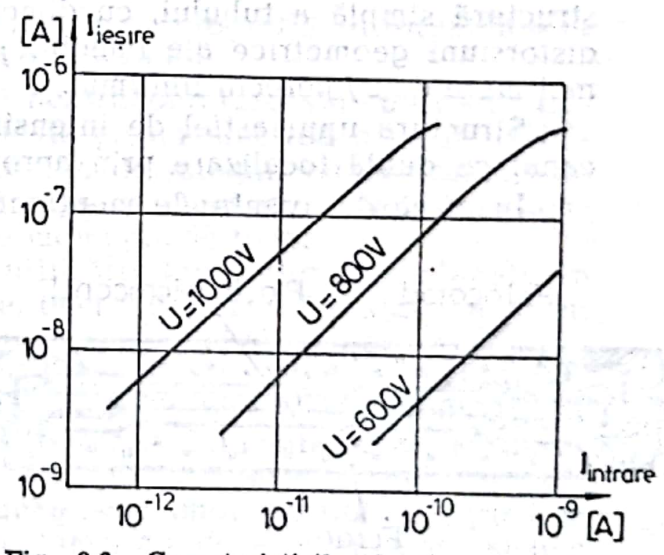


Fig. 9.6. Caracteristicile de transfer ale unei plăci microcanal.

Realizarea unui tub intensificator de imagine utilizînd o placă microcanal presupune asamblarea în aceeași incintă a unui fotoca-

Scanned with OKEN Scanner

tod, a plăcii microcanal și a ecranului luminiscent. Mai multe soluții pot fi aplicate pentru realizarea celor două funcții principale în funcționarea tubului :

— transferul imaginii electronice cu pierderi de rezoluție și distorsiuni minime ;

— accelerarea electronilor care participă la obținerea cîștigului tubului.

Sînt utilizabile trei tipuri de focalizare : focalizarea magnetică, focalizarea prin optică electrostatică inversoare (ca la tipurile de intensificatoare de imagine prezentate anterior) și focalizarea prin apropiere sau de proximitate.

Focalizarea magnetică deși permite rezoluții foarte bune, pune probleme de alimentare, volum și greutate și de aceea practic nu este folosită.

Celelalte două tipuri pot fi folosite singure sau în combinație. Totuși, avînd în vedere problemele puse de realizarea focalizării electrostatice, la ieșirea din placa microcanal, în spațiul dintre placa microcanal și ecran se folosește cu precădere focalizarea prin apropiere.

Focalizarea prin apropiere constă în reducerea defocalizării naturale a electronilor la ieșirea din placa microcanal prin reducerea la minimum a distanței față de ecran (sub 1 mm) și aplicarea unui cîmp de accelerare de mai mulți kV/mm.

Prin utilizarea în spațiul fotocatod-placă microcanal, a focalizării electrostatice se obține intensificatorul de imagine inversor cu placă microcanal, a cărui schiță este prezentată în figura 9.4, b.

5. Deși se asigură o bună focalizare a electronilor pe placa microcanal, focalizarea electrostatică introduce totuși distorsiuni în „perniță", nedorite în unele aplicații.

De aceea utilizarea focalizării prin apropiere atît la intrare cît și la ieșirea plăcii microcanal pare o soluție foarte bună : ea conduce la o structură simplă a tubului, cu dimensiuni minime și fără să introducă distorsiuni geometrice ale imaginii ; rezoluția obținută este în general mai mare de 20 perechi linii/mm.

Structura unui astfel de intensificator de imagine cu placă microcanal cu dublă focalizare prin apropiere este prezentată în figura 9.7.

În afară de avantajele menționate mai sus acest tub intensificator mai prezintă și alte calități :

— cîștigul de luminanță poate fi ușor adaptat la nivelul de iluminare al scenei prin reglarea tensiunii aplicate plăcii microcanal, ceea ce oferă o mare suplețe în aplicații, fără a afecta calitatea imaginii ;

— tubul permite funcționarea în regim de obtura-

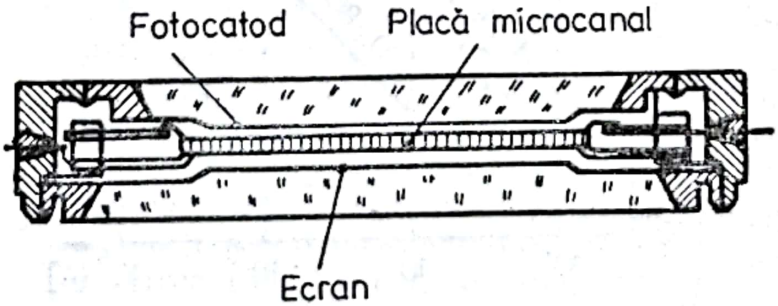


Fig. 9.7. Intensificator de imagini cu placă microcanal cu dublă focalizare de proximitate.

tor, cu timpi de deschidere de ordinul nanosecundelor, cu impulsuri de comandă avînd amplitudini de ordinul zecilor de volți. Aceasta permite o utilizare comodă în înregistrarea fenomenelor rapid variabile ;

— greutatea mică și robustețea sînt de asemenea calități utile în unele aplicații.

Pentru a face o scurtă comparație între intensificatorii de imagine din prima generație (cei fără multiplicatori cu placă microcanal) și cei din a doua generație vom arăta mai jos unele dintre cele mai importante avantaje și dezavantaje ale lor.

Dintre avantajele intensificatorilor din prima generație menționăm factorul de zgomot mai redus și, de aici, posibilitatea de a lucra la nivele foarte mici de iluminare și prețul de cost mai redus. Dezavantajele cele mai importante ale acestor intensificatoare sînt :

— remanența ridicată, mai ales la intensificatorii în cascadă ;

— distorsionarea imaginii în formă de perniță ;

— sînt mai dificil de protejat la suprailuminare ;

— au volum mai mare ;

— necesită tensiuni de alimentare mai mari, pînă la 45 kV la intensificatoarele cu 3 etaje.

Avantajele intensificatorilor de imagine cu placă microcanal fiind menționate anterior, vom menționa ca principal dezavantaj al lor factorul de zgomot ridicat ceea ce nu permite utilizarea lor la nivele foarte mici de iluminare.

6. Tuburile intensificatoare de imagine pot îndeplini și unele funcții auxiliare :

— deplasarea imaginii la ieșire, realizată prin deflexia electrostatică a fotoelectronilor. Această deplasare poate fi utilă pentru obținerea mai multor imagini la ieșire sau pentru a compensa mișcarea suportului sau a obiectului observat ;

— modificarea măririi (zoom electronic). Aceasta permite optimizarea raportului cîștig/rezoluție în funcție de condițiile concrete de iluminare ;

— obturarea rapidă, necesară pentru o fotografie ultrarapidă sau pentru observarea fenomenelor cu evoluție rapidă.

La tuburile din prima generație pentru obturare sînt necesare impulsuri cu valoarea de $1 \div 2$ kV aplicate pe un electrod special de frînare a fotoelectronilor. Intensificatoarele de imagini cu posibilități de obturare pot fi folosite împreună cu surse de lumină în impulsuri pentru observarea unor scene la anumite momente de timp.

7. Avînd în vedere specificul utilizării lor multe intensificatoare de imagine sînt dispozitive portative, deci autonome. Ele sînt dotate cu surse de alimentare proprii. Deși tensiunile de alimentare sînt mari $15 \div 45$ kV pentru intensificatoarele din prima generație, și circa 10 kV pentru un intensificator cu placă microcanal, curenții fiind mici, o baterie poate asigura o autonomie de cîteva ore. Alimentatoarele sînt realizate cu oscilatoare cu tranzistoare, ce dau tensiuni de ordinul a 2 kV și frecvența de circa 3 kHz. Tensiunea este apoi multiplicată pînă la valoarea necesară. Aceste intensificatoare au de asemenea un sistem de menținere constantă a luminanței imaginii de ieșire, ceea ce poate

Scanned with OKEN Scanner

asigura o dinamică de utilizare de ordinul a 10^6; reglajul automat propriu asigură o luminanță aproape constantă a imaginii pentru variații cu circa 3 ordine de mărime a iluminării scenei.

9.1.2. APLICAȚII

Aplicațiile sistemelor de televiziune pentru nivele mici de iluminare sînt în principal de două tipuri :

— aplicații care au ca scop obținerea de imagini în nocturnă, sau pe scurt a vederii nocturne ;

— aplicații destinate obținerii de imagini ale unor fenomene luminoase rapid evolutive sau scurte.

Aplicațiile de primul tip sînt în mare majoritate militare. Dintre acestea menționăm : navigația nocturnă în aer, pe mare sau pămînt fără emiterea de impulsuri detectabile, fotografierea și recunoașterea aeriană nocturnă, operații nocturne pe nave, detectarea țintelor în întuneric, supravegherea incintelor și a perimetrelor.

Un exemplu de aplicare în scopuri pașnice a unui sistem de televiziune nocturnă o constituie detectarea bancurilor de pește oceanic din avion [92]. Cu un astfel de sistem, pus la punct de firma RCA, se detectează, dintr-un avion ce zboară la circa 2 000 m deasupra nivelului mării, licăririle planctonului tulburat de bancurile de pește. Din analiza dimensiunilor și a formei bancului se determină tipul peștelui. Se pot obține în acest fel informații necesare navelor de pescuit sau pentru studiul resurselor piscicole.

Al doilea tip de aplicații, obținerea de imagini ale unor fenomene luminoase rapid evolutive sau scurte, sînt destinate în special activității de cercetare. Acest tip de aplicații poate fi împărțit în două grupe distincte.

O primă grupă de aplicații este destinată înregistrării fenomenelor luminoase foarte scurte, mai precis a impulsurilor luminoase foarte scurte. Aceste sisteme utilizează tuburi de construcție specială, capabile să sesizeze și să separe în timp impulsuri luminoase cu durate de ordinul zecilor de picosecunde sau chiar al picosecundelor. Un astfel de tub este tubul Picoscop, prezentat în [93]. Ca domenii de utilizare se pot cita : studiul fuziunii nucleare, studiul laserilor, spectroscopie cu discriminare în timp, cinetica substanțelor fotochimice. Construcția acestor sisteme diferă substanțial de cea a unui sistem de televiziune, informația prezentată la ieșire avînd caracterul unei oscilograme.

O a doua grupă de aplicații este destinată obținerii de imagini ale unor fenomene rapide, asemănător ca în cazul fotografiei ultrarapide. Structura unui astfel de sistem, prezentat de firma Thomson-CSF este prezentată în figura 9.8 [94].

Camera, realizat cu ajutorul tubului Nocticon TH 9645 sau a tubului super-Nocticon TH 9657, efectuează captarea imaginii într-un interval de timp de 20 ns÷1 μs. Imaginea memorată în acest timp pe ținta tubului videocaptor este explorată o singură dată, obținîndu-se la ieșirea camerei semnalul video corespunzător unui singur cadru. Semna-

Scanned with OKEN Scanner

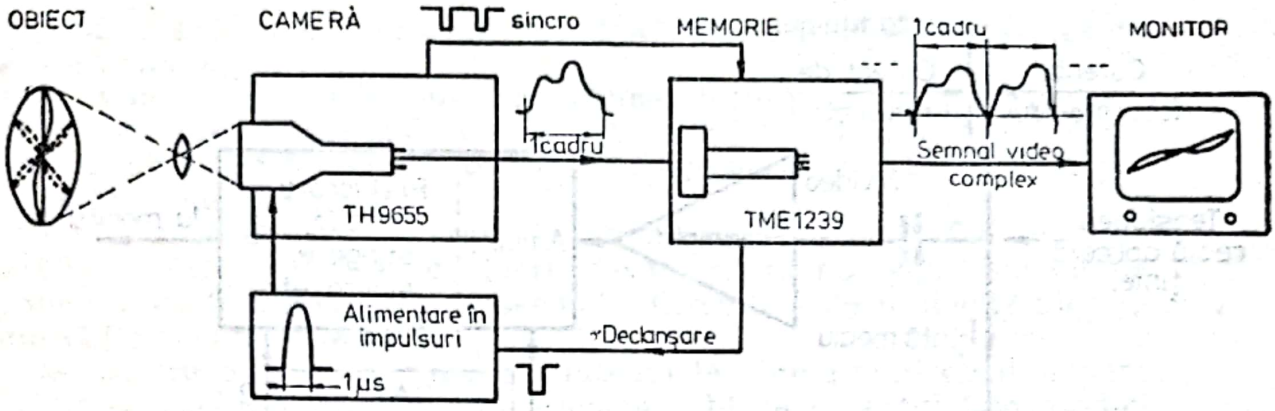


Fig. 9.8. Captarea imaginilor unor fenomene rapid evolutive.

lul: video corespunzător unui cadru al imaginii captate este memorat sub forma unui relief de potenţial pe ţinta unui tub cu memorare de tipul TME 1239, ceea ce permite redarea sub formă continuă a imaginii pe un monitor standard. Avantajul acestui sistem este că, nu necesită surse de iluminare speciale (foarte intense sau în impulsuri), iar prezentarea imaginii se face imediat, fără prelucrări suplimentare ca în cazul fotografiei ultrarapide. Acelaşi sistem permite redarea unor imagini captate la nivele extrem de joase de iluminare prin integrarea mai multor cadre succesive furnizate de cameră.

9.1.2.1. UNELE PROBLEME ALE IMPLEMENTĂRII SISTEMELOR DE TELEVIZIUNE PENTRU NIVELE MICI DE ILUMINARE

Una dintre problemele care apare la nivele foarte mici de iluminare este problema zgomotului. Acest zgomot, care la aceste nivele de iluminare provine din fluctuaţiile numărului de fotoni recepţionaţi de dispozitivul videocaptor utilizat, la care se adaugă zgomotul propriu al dispozitivului, poate reduce simţitor definiţia imaginii obţinute sau o poate face chiar inutilizabilă.

În cazul imaginilor statice sau cu elemente care se mişcă (foarte) încet soluţia constă în integrarea semnalelor corespunzătoare mai multor cadre succesive, după cum s-a amintit şi în paragraful anterior. Efectul integrării este anularea zgomotului şi îmbunătăţirea substanţială a calităţii imaginii.

O altă problemă, care se pune în cazul tuturor sistemelor analizate, este cea a protecţiei dispozitivelor videocaptoare în cazul expunerii la surse puternice de lumină. Dispozitivele utilizate în construcţia acestor sisteme fiind concepute în principiu pentru nivele mici de iluminare se pune problema, ce se întîmplă la nivele mari de iluminare. De exemplu, în cazul unui sistem conceput să lucreze la lumina Lunii, se pune întrebarea ce se întîmplă la răsăritul Soarelui. Iluminarea creşte de la circa 0,1 lux la începutul dimineţii pînă la 10^5 lux la amiază. Dinamica care trebuie suportată cuprinde 6 decade, iar un obiectiv cu 8 trepte ale diafragmei acoperă numai aproximativ două ordine de mărime. În general această dinamică poate fi acoperită prin utilizarea unui sistem de reglaj automat al tensiunii ţintei şi prin utilizarea unor filtre

Scanned with OKEN Scanner

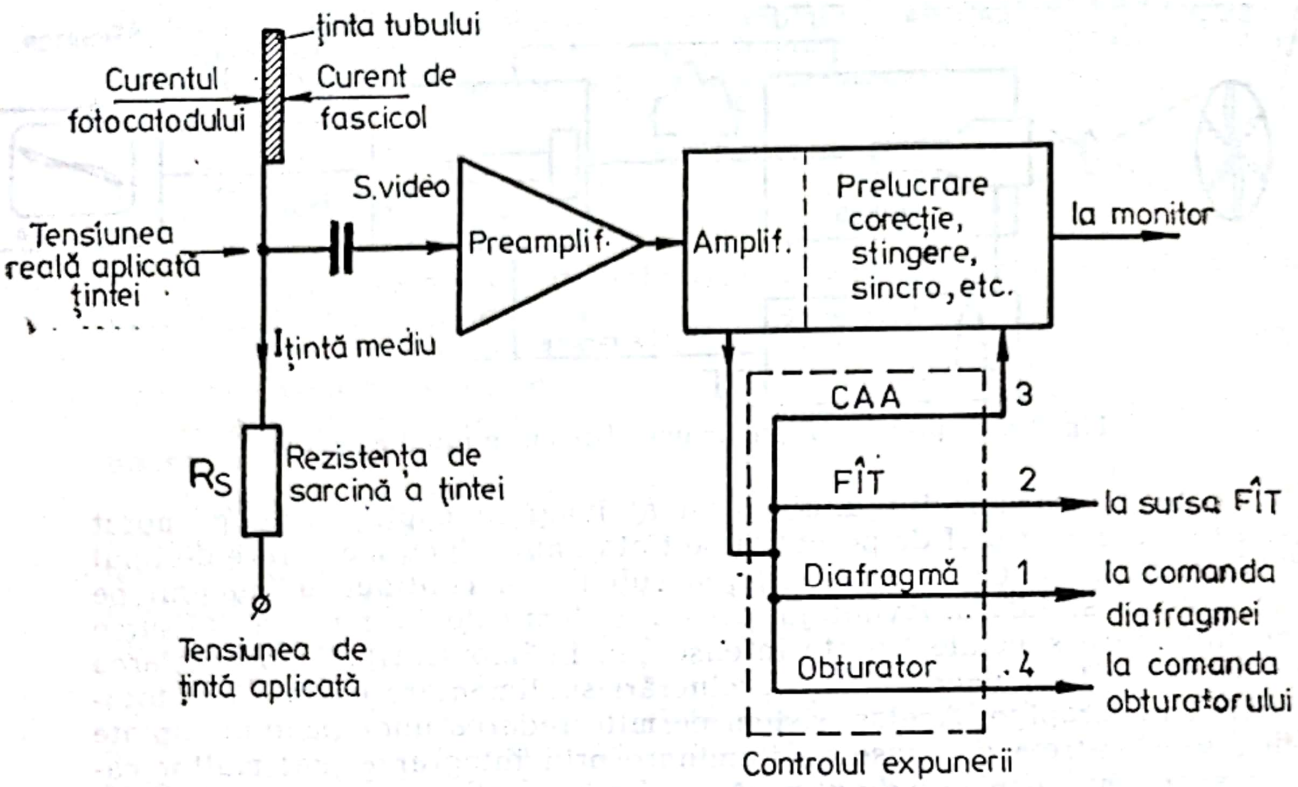


Fig 9.9. Structura unui sistem de control al expunerii pentru un tub SIT.

neutre. Se poate utiliza de asemenea pentru siguranţă şi controlul automat al strălucirii în intensificatorul de imagine. Modul în care lucrează circuitele de control automat al expunerii depinde de tipul dispozitivelor utilizate şi de aplicaţia în cauză.

Structura unui dispozitiv de control al expunerii de uz general pentru un tub SIT este prezentată în figura 9.9. Ca exemplu, vom analiza modul de lucru în cazul tubului Noricon [90].

Presupunem că dorim să obţinem un curent de semnal de 300 nA, la un nivel de iluminare foarte scăzut. Pentru aceasta mai întîi se deschide la maxim diafragma 1, iar tensiunea foarte înaltă (FÎT) pentru accelerarea electronilor în secţiunea de imagine începe să crească. Dacă valoarea de 300 nA nu a fost atinsă, începe să lucreze controlul automat al amplificării CAA. Dacă iluminarea creşte, CAA va menţine nivelul semnalului la 300 nA pînă la atingerea limitelor sale. Apoi se acţionează asupra FÎT sau a diafragmei. Pentru a decide ce reglaj va acţiona primul trebuie avut în vedere că, pentru a obţine un raport semnal/zgomot bun, FÎT trebuie să ia valori 4÷6 kV, iar pentru a obţine o profunzime corespunzătoare a cîmpului, diafragma trebuie menţinută la deschideri mici. Aceste trei reglaje asigură menţinerea curentului de semnal la valori nepericuloase pentru ţintă.

Fotocatodul poate fi totuşi „ars" la nivele mari de iluminare, nivele la care diafragma nu mai asigură o protecţie suficientă. De aceea s-a prevăzut un circuit de acţionare a unui obturator; acesta intră în funcţiune şi obturatorul se închide dacă semnalele de comandă ale reglajelor 1, 2, 3 indică o iluminare excesivă a fotocatodului.

Scanned with OKEN Scanner

Pentru a asigura o protecție bună a tubului trebuie să se aibe în vedere următoarele :

— raportul semnal/zgomot se îmbunătățește pînă la nivele de iluminare ale ferestrei frontale de circa 1 lux. Totuși pentru a nu scurta viața tubului, iluminarea nu trebuie să depășească 0,1 lux pentru perioade lungi de timp ;

— tuburile de tip SIT suportă supraexpuneri de 10 000 pînă la 100 000 de ori iluminarea de lucru dacă aceasta nu depășește cîteva secunde pînă la cîteva zeci de secunde. Circuitele de protecție nu trebuie să fie deci prea rapide ;

— pentru o protecție sigură a tubului la nivele mari de iluminare FÎT trebuie scăzută pînă la zero (pentru a bloca curentul fotocatodic) și nu numai pînă la dispariția imaginii ;

— după o iluminare excesivă, datorită valorilor ridicate ale curentului de țintă, tensiunea reală aplicată țintei poate cădea la zero, ceea ce va reduce semnalul video la nivelul de negru. Un sistem de reglaj simplu va comanda creșterea la maximum a FÎT ceea ce poate duce la deteriorarea tubului. Pentru a evita aceasta, se folosesc rezistențe de sarcină mici (sub 500 kΩ) sau se utilizează pentru reglarea FÎT valoarea reală a tensiunii de țintă. FÎT va fi anuală cînd curentul de țintă depășește 750 μA ;

— FÎT se va menține în limitele 2,5 (3)÷9 kV, în funcție de valoarea medie a curentului de țintă, asigurîndu-se astfel o imagine optimă și funcționarea în siguranță a tubului ;

Tensiunea aplicată țintei este întotdeauna mai mică de 10 V, față de catod ; valoarea nominală este de 8± 0,5 V.

Celelalte probleme care apar la utilizarea unui tub SIT, de exemplu polarizarea grilelor secțiunii de baleiaj, focalizarea, alinierea, stabilizarea curentului de fascicul, sînt similare cu cele ce apar în cazul vidiconului.

O altă problemă care apare în sistemele de televiziune la nivele mici de iluminare este cea a blumingului. *Blumingul* constă în creșterea dimensiunilor aparente ale punctelor foarte luminoase din imagine. Aceste puncte luminoase, în cazul unor dispozitive cu nivel ridicat de bluming, pot face imaginea inutilizabilă. Aceste situații apar frecvent în sistemele de viziune nocturnă, atunci cînd în cadrul scenei captate apar faruri de autovehicule, proiectoare, focuri etc. Bluming de nivel mic prezintă tuburile cu țintă de siliciu și intensificatoarele de imagine cu placă microcanal.

9.2. SISTEME DE TELEVIZIUNE PENTRU OBȚINEREA DE IMAGINI ÎN INFRAROȘU

Încercările de a realiza un sistem de televiziune capabil să ofere o imagine a lumii înconjurătoare în domeniul spectral al radiațiilor infraroșii, inaccesibile ochiului uman, datează de circa 30 de ani. Totuși

Scanned with OKEN Scanner

abia în ultimii ani au apărut astfel de sisteme cu performanțe satisfăcătoare în ceea ce privește fiabilitatea, autonomia și gabaritul echipamentului. Aceste performanțe s-au datorat atît progreselor înregistrate în realizarea detectorilor de radiații în infraroșu, progrese care au permis eliminarea parțială sau totală a baleiajelor optico-mecanice, cît și progreselor înregistrate în realizarea unor metode corespunzătoare de prelucrare a semnalelor obținute de la aceste detectoare. Sistemele existente astăzi sînt însă încă destul de departe de un sistem perfect în ceea ce privește rezoluția spațială și chiar cea în temperatură.

Deși în unele aplicații sistemele de televiziune sensibile la radiații infraroșii se utilizează în nocturnă, trebuie făcută o distincție netă între ele și sistemele de televiziune pentru nivele mici de iluminare. Aceasta deoarece sistemele de televiziune pentru nivele mici de iluminare folosesc spectrul vizibil, în care omul este obișnuit să vadă lumea exterioară, în timp ce sistemele de televiziune în infraroșu, oferă imagini „termice", imagini cu care ochiul nu este obișnuit și care relevă elemente noi ale mediului înconjurător.

9.2.1. PARTICULARITĂȚILE OBȚINERII IMAGINILOR DE TELEVIZIUNE ÎN INFRAROȘU

După cum se știe tuburile vidicon și plumbicon au o sensibilitate redusă în domeniul roșului și chiar prin construcții speciale ale țintei sensibilitatea lor, extinsă pînă la circa 1 μm, este destul de redusă. Tuburile de tipul vidiconului cu țintă de siliciu au, în această parte a spectrului, o sensibilitate mai bună, ele putînd fi utilizate pînă la radiații cu lungimi de undă de 1÷1,1 μm deci în infraroșu apropiat (v. § 3.1). Deși aceste tuburi permit vederea în partea inferioară a spectrului infraroșu, radiația mediului înconjurător la temperatura ambiantă este neglijabilă la aceste lungimi de undă.

Maximul radiației termice la temperaturile obișnuite (—10 °C ÷+20 °C) este către 10 μm. Ieșind însă din domeniul spectrului vizibil trebuie avut în vedere că atmosfera este practic opacă pentru o bună parte a spectrului infraroșu.

În domeniul lungimilor de undă de peste 2 μm, care prezintă interes în sistemele de televiziune sensibile în infraroșu, sisteme cunoscute sub denumirile de termografie, termoviziune și altele, există două ferestre mai importante de transmisie atmosferică :

— prima dintre ele, situată aproximativ între 3 și 5 μm este divizată în două de banda de absorbție a CO_2, centrată pe 4,27 μm. În această parte a spectrului radiația termică a corpurilor aflate la temperatura ambiantă ia valori interesante, dar încă depărtate de valorile maxime ; însă un corp încălzit la 700 °C deși ne apare roșiatic are maximum de emisie centrat pe aproximativ 3 μm ;

— a doua bandă și cea mai largă este situată între aproximativ 8 și 14 μm, fiind limitată superior de o altă bandă de absorbție a CO_2 centrată pe 14,7 μm. În această bandă se situează maximul de radiație al unui corp negru la temperatura de 300 °K.

Scanned with OKEN Scanner

Pe de altă parte însă, în cazul unei atmosfere neclare, cu ceață sau fum, atenuarea în infraroșu, în special în banda 8—14 μm este mult mai mică decît în vizibil. Astfel, în cazul unei cețe, cu diametrul picăturilor între 0,1 și cîțiva microni, atenuarea de 12÷15 dB/km din vizibil scade la 1÷2 dB/km la 10 μm. În cazul ceților dense, cu diametrul picăturilor de apă cuprinse între 1 și peste 100 μm, atenuarea, situată între 50÷300 dB/km în vizibil, scade la 10÷150 dB/km în infraroșu la 10 μm.

Dificultatea obținerii de imagini în infraroșu constă în faptul că, la lungimi de undă mari, energia fotonilor incidenți este insuficientă pentru a produce efectul fotoelectric extern, deci cu alte cuvinte nu există fotocatozi sensibili în infraroșu. S-au găsit însă o categorie de detectori în infraroșu, numiți și detectori cuantici, care utilizează efectul fotoelectric intern. Acești detectori au însă dezavantajul că necesită în timpul utilizării o răcire foarte accentuată.

Astfel, antimoniura de indiu (InSb), sensibilă pînă la 5 μm, deci adaptată la prima fereastră de transmisie amintită, necesită o răcire la temperatura azotului lichid, 77 °K. La aceeași temperatură telurura de cadmiu și mercur, ca și seleniura sau telurura de plumb și staniu, au sensibilități pînă la circa 10 μm. Un alt detector de infraroșii, germaniul dopat cu mercur, sensibil pînă la 14 μm, necesită o răcire sub 40 °K, uzual 20÷25 °K și de aceea este mai puțin utilizat.

Sistemele de răcire sînt realizate pe mai multe principii :

— utilizarea răcitoarelor termoelectrice, bazate pe efectul Peltier ;

— utilizarea unui lichid criogenic (azot, heliu, hidrogen lichid) stocat într-un rezervor pe care este montat detectorul ;

— utilizarea răcirii prin destindere a unui gaz (azot) aflat sub presiune ;

— utilizarea unui răcitor (frigider) electric, utilizînd un agent frigorific în circuit închis.

Detectorii realizați cu aceste materiale sînt fabricați fie sub forma unui singur element sensibil, fie la sistemele mai evoluate, sub forma unui senzor realizat din 8÷256 elemente în linie. Baleiajul se realizează prin metode optico — mecanice utilizînd oglinzi sau prisme în mișcare. Prezența elementelor în mișcare în dispozitivele de baleiaj, nu permit, în special la detectoarele cu un singur element sensibil, realizarea simultană a tuturor performanțelor necesare pentru a obține o imagine de calitate :

— rezoluție spațială ridicată, deci număr mare de linii și număr mare de puncte pe o linie ;

— timp de integrare suficientă pentru elementul de detecție, pentru a obține o sensibilitate și o rezoluție bună în temperatură ;

— număr de imagini pe secundă suficient de mare pentru a elimina pîlpîirile.

Utilizarea detectorilor în linie cu un număr mare de elemente (>100) permite realizarea de camere care necesită baleiaj optico-mecanic numai pe o singură direcție. La acești detectori cu elemente în linie apar însă probleme legate de neuniformitatea caracteristicilor elementelor detectoare, neuniformități care chiar dacă sînt mici (de ordinul procentelor) pot altera semnalul care, după cum se va vedea mai

Scanned with OKEN Scanner

jos, are un contrast foarte mic. Efectul acestor neuniformităţi se elimină prin prelucrarea corespunzătoare a semnalului, prin metode analogice sau numerice.

Către anii şaptezeci au apărut şi primele tuburi de tipul vidiconului, sensibile la radiaţii infraroşii cu lungimile de undă mai mari de 1 μm. Construcţia acestor tuburi este similară cu a vidiconului obişnuit cu excepţia ţintei realizată dintr-un material piroelectric şi a ferestrei frontale realizate din materiale care nu absorb razele infraroşii, de exemplu Ge sau $As_2 Sb_3$. Ca materiale pentru ţintă se folosesc sulfatul de triglicină precum şi unele materiale ceramice sau plastice [95]. Un astfel de vidicon piroelectric sau pirovidicon este tubul Pyricon al firmei Thomson — CSF. Utilizarea acestor tuburi ridică încă probleme datorită neuniformităţilor ţintei şi rezoluţia atinsă este de 0,3÷0,5 °C, faţă de 0,1÷0,3 °C la sistemele realizate cu detectori punctiformi simpli sau în linie.

Dacă ne referim pe de altă parte la limitările fizice care apar în captarea imaginilor în infraroşu, sînt de făcut mai multe observaţii.

Contrastul imaginilor în infraroşu este foarte mic, datorită faptului că elementele mediului înconjurător, inclusiv corpul uman au emisivităţi de valori foarte apropiate de 1 (emisivitatea corpului negru). Fac excepţie metalele curate şi lucioase. Apa de exemplu are emisivitatea 0,98. Rămîne deci numai contrastul datorat variaţiilor de temperatură, care este şi el destul de mic : pentru o variaţie de temperatură de 1 °C la 4 μm contrastul este de 2,15%, iar la 10 μm de numai 0,85%. Pentru comparaţie contrastul în spectrul vizibil, pentru un peisaj normal, într-o zi închisă variază între 30—50%. Acestea sînt şi valorile de contrast obţinute de sistemele de televiziune nocturnă.

În acelaşi timp însă, dacă se evaluează numărul de fotoni disponibili în spectrul utilizat pentru viziunea nocturnă (0,4÷1 μm) în condiţiile unui cer senin cu lună plină şi se raportează la numărul fotonilor disponibili în infraroşu [96] numai în banda 7÷14 μm se găseşte, că sînt disponibili de 10^6 ori mai mulţi fotoni în infraroşu decît în vizibil. Acest raport scade la 10^4 dacă se ia în considerare necesitatea obţinerii unui contrast comparabil cu cel al imaginilor obţinute în spectrul vizibil.

De asemenea, sensibilităţile în temperatură care pot fi atinse teoretic sînt foarte mari. În tabelul 9.2 sînt date aceste valori pentru trei sisteme ipotetice :

1. sistem de termografie, cu detector punctiform, cu o rezoluţie de 10^4 puncte (100×100), cu 10 imagini/s ;

Tabelul 9.2

Sensibilitatea teoretică a unor sisteme de televiziune în infraroşu

Varianta		1	2	3
Timp de detecţie pentru un element de imagine		10^{-5}s	10^{-6}s	40.10^{-3}s
Rezoluţia în °C pentru	λ = 4 μm	0,63°	2°	0,01°
	λ = 10 μm	0,147°	0,26°	0,0023°

Scanned with OKEN Scanner

2. idem, cu o rezoluție de $4 \cdot 10^4$ puncte (200×200) cu 25 imagini/s ;
3. sistem de termografie cu vidicon piroelectric ipotetic, cu 25 imagini/s.

Valorile din acest tabel țin seama numai de numărul de fotoni disponibili și de fluctuațiile lor, situația reală fiind mult diferită datorită numeroaselor dificultăți tehnice și tehnologice care stau în calea realizării unui sistem de termoviziune cu performanțe apropiate de limitele fizic posibile. Datorită acestor dificultăți, nivelul performanțelor, atins de aceste sisteme, este departe de nivelul atins de sistemele de televiziune la nivel mic de iluminare.

9.2.2. STRUCTURA SISTEMELOR DE TERMOVIZIUNE

Realizarea constructivă a sistemelor de termoviziune concepute pînă în prezent este foarte diversă, avînd în vedere numărul destul de mare de soluții posibile la problemele puse de realizarea practică a unui astfel de sistem precum și varietatea detectoarelor existente.

Primele termografe erau aparate aeroportante și utilizau detectori punctuali asociați cu un baleiaj monoliniar, cea de a doua mișcare de baleiaj fiind realizată prin deplasarea avionului. Sisteme de acest tip se folosesc și la realizarea aparaturii unor sateliți artificiali de cercetare, prospectare sau meteorologici. Baleiajul monoliniar se poate realiza cu ajutorul unei oglinzi oscilante sau a unui tambur avînd dispuse pe circumferința sa mai multe oglinzi dispuse convenabil. Astfel de sisteme nu constituie însă un sistem de televiziune în infraroșu propriu-zis.

Sistemele de termoviziune propriu-zise capabile să ofere direct o imagine bidimensională au caracteristici ce se încadrează, aproximativ în următoarele limite :

— rezoluția imaginii (număr de linii/înălțimea ecranului) 100—400 linii ;

— cadența imaginilor : de la o imagine la cîteva secunde la primele sisteme pînă la 25 imagini/secundă la sistemele direct compatibile cu normele de televiziune uzuale ;

— domeniul de temperaturi măsurabile : $-50\,^{\circ}C \div 1\,000\,^{\circ}C$;

— rezoluția în temperatură : $0{,}1\,^{\circ}C \div 0{,}3\,^{\circ}C$ ($0{,}5\,^{\circ}C$) ;

— dimensiunile de redare a imaginii : de la circa 10×10 cm la sistemele cu redarea imaginii pe tub catodic pînă la dimensiunile ecranului monitoarelor utilizate curent (diagonala 30—45 cm) în cazul sistemelor compatibile cu normele de televiziune standard ;

— funcții auxiliare : redarea unei scări de gri pentru a putea aprecia temperaturile, trasarea de izoterme, trasarea de secțiuni (profile) de temperatură pe anumite direcții.

Camerele de termoviziune pot fi grupate în trei mari grupe, după tipul detectorului utilizat :

1. Camere cu detector punctiform, cu răcire accentuată și baleiaj optico-mecanic. Cadența imaginilor este inferioară celei standard (25 imagini/s).

2. Camere cu matrice liniară de detectori, cu sau fără răcire, cu baleiaj optico-mecanic. Cadența imaginilor poate fi cea standard.

Scanned with OKEN Scanner

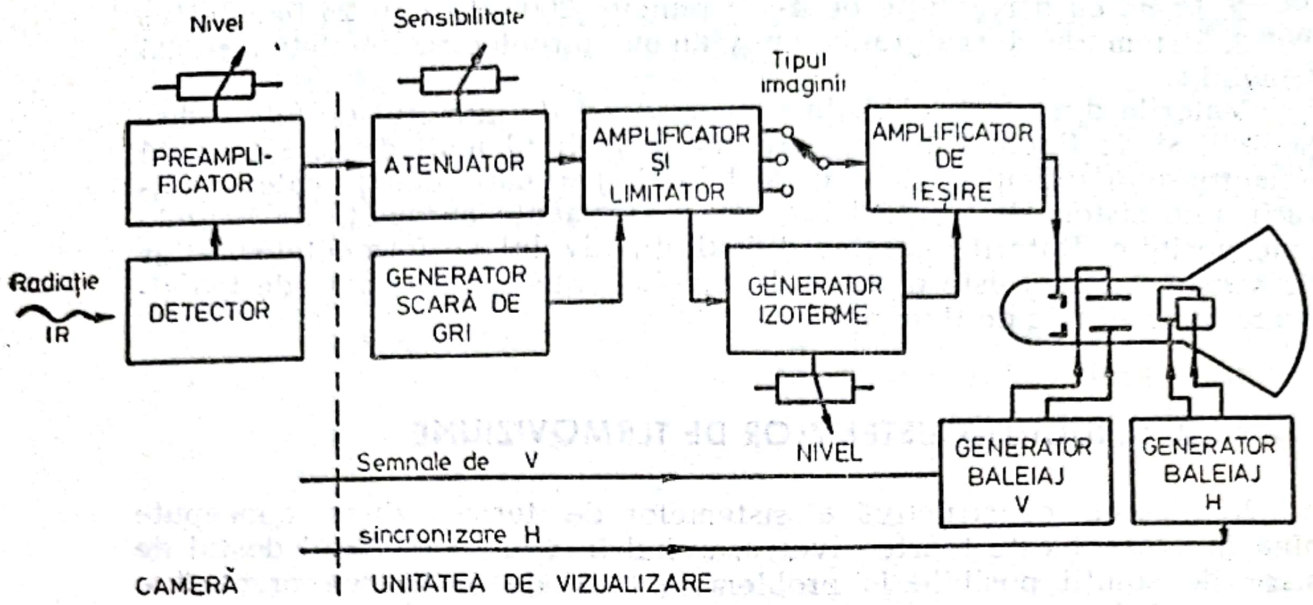


Fig. 9.10. Schema-bloc a unui sistem de termoviziune.

3. Camere cu vidicon piroelectric fără sau cu răcire, cu baleiaj electronic, direct compatibile cu sistemele de televiziune în circuit închis standard.

Unitățile de vizualizare a imaginii pot fi și ele de mai multe tipuri, în funcție de dispozitivele utilizate pentru redarea imaginii. S-au realizat unități de vizualizare dotate cu :

— tuburi catodice cu remanență adaptată la cadența imaginilor oferite de cameră ;

— tuburi catodice cu memorie, atunci cînd cadența imaginilor este foarte mică ;

— tuburi pentru memorarea imaginilor, care permit înscrierea imaginii în cadența impusă de camera de termoviziune și redarea ei în norma standard ;

— tuburi cinescop color, în cazul sistemelor dotate cu unități de prelucrare a semnalului care să permită redarea imaginii alb-negru în culori false (pseudocromie).

Schema bloc a unui sistem de termoviziune clasic este prezentată în figura 9.10 [97].

Un astfel de sistem este alcătuit dintr-o cameră realizată cu un detector răcit la temperatură joasă și baleiaj optico-mecanic. Unitatea de vizualizare este realizată cu un tub catodic. Schița ilustrînd principiul de funcționare al camerei este reprezentată în figura 9.11.

Un sistem optic special baleiază cîmpul imaginii focalizînd radiațiile infraroșii pe un detector din antimoniură de indiu, răcit cu azot lichid. Prin intermediul detectorului se obține semnalul electric video, care, după ce este preamplificat, este trimis la unitatea de vizualizare. Imaginea este formată cu ajutorul unei oglinzi sferice și a mai multor oglinzi plane. Oglinda plană oscilează în jurul unui ax orizontal, cu o frecvență de 16 Hz, realizînd baleiajul vertical cu frecvența menționată.

Scanned with OKEN Scanner

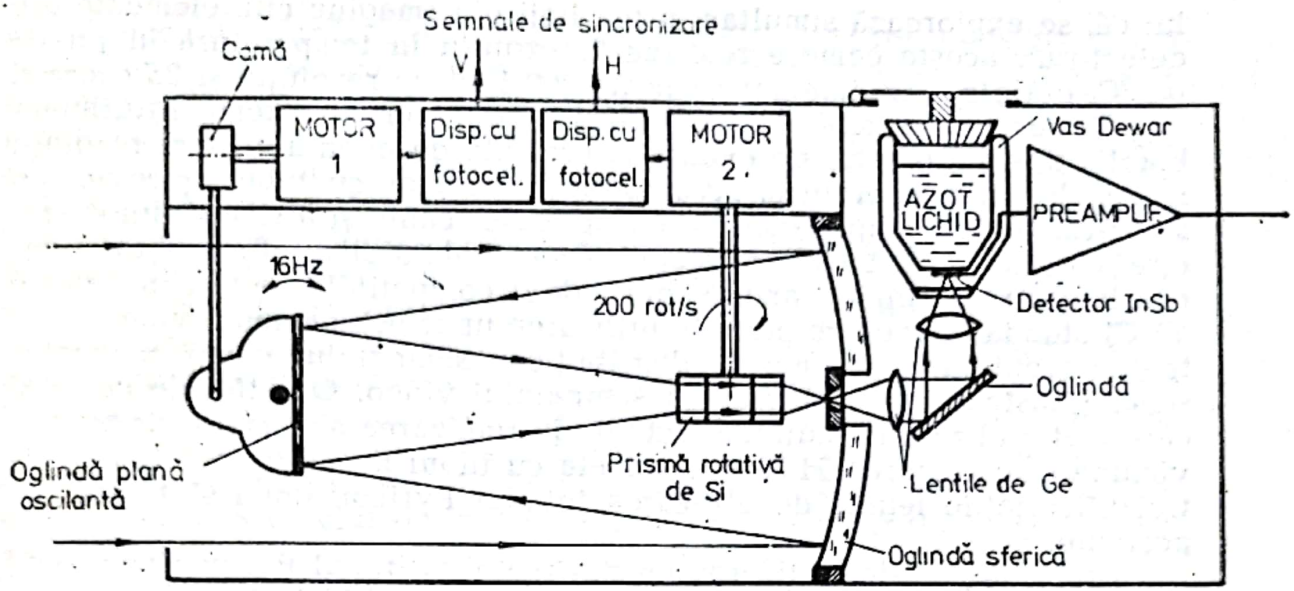


Fig. 9.11. Shiță ilustrînd principiul de funcționare al camerei sistemului de termoviziune din figura 9.10.

Baleiajul orizontal se realizează cu ajutorul unei prisme octogonale din siliciu, care se rotește cu o turație de 200 rotații/secundă. Rotația prismei are ca efect deplasarea laterală a imaginii, astfel că detectorul înregistrează, după trecerea prin diafragmă și prin lentilele de germaniu, toate punctele unei linii orizontale. La o rotație a prismei se baleiază 8 linii. Rezultă deci, că această cameră oferă 16 imagini (cadre) pe secundă, fiecare conținînd 100 de linii.

În unitatea de vizualizare are loc prelucrarea semnalului preamplificat. Reglajele camerei sînt accesibile direct la unitatea de vizualizare. Imaginea poate fi obținută în trei variante. În prima variantă se obține imaginea normală, cu treceri continue între nivelele de gri corespunzătoare variațiilor de temperatură. În a doua variantă se poate obține o imagine cu izoterme suprapuse peste imaginea normală. Zonele izoterme sînt marcate cu nivel de alb strălucitor, ușurîndu-se astfel urmărirea distribuției temperaturii pe imaginea captată. Temperatura pentru care se trasează izoterma poate fi modificată continuu în gama de temperaturi reproduse de imagine. Se poate de asemenea elimina imaginea păstrînd pe ecran numai izotermele.

Rezoluția în temperatură obținută cu această cameră este aproximativ 0,2 °C, gama de temperaturi explorabile fiind —30÷+1 000 °C. Gama de temperaturi a unei imagini poate fi selectată în succesiunea 1, 2, 5, ... între 1 °C și 1 000 °C, valori corespunzătoare diferenței de temperatură între nivelul de alb și cel de negru al imaginii.

Unul dintre dezavantajele acestei camere îl constituie autonomia limitată datorită răcirii detectorului cu ajutorul unui lichid criogenic. Capacitatea rezervorului este de 100 cm^2 azot lichid, ceea ce asigură o durată de funcționare de 4 ore.

Caracteristici superioare față de camerele de termoviziune clasice prezintă camerele realizate cu o matrice formată din detectori punctuali așezați în linie. Utilizînd tot un baleiaj optico-mecanic, datorită faptu-

Scanned with OKEN Scanner

lui că, se explorează simultan atîtea linii din imagine cîte elemente are detectorul, aceste camere realizează rezoluții în temperatură în jur de 0,2 °C, obținîndu-se imagini cu peste 200 linii de rezoluție și 25 cadre/s.

Camerele realizate cu tuburi pirovidicon, lucrînd la temperatura ambiantă, deși au o serie de avantaje, prezintă dezavantajul unei rezoluții mai slabe în temperatură. Avantajele camerelor cu tuburi pirovidicon sînt următoarele : lipsa baleiajului optico-mecanic și a sistemului de răcire, care simplifică camera făcînd-o mai fiabilă și de dimensiuni comparabile cu ale unei camere normale ; compatibilitate cu sistemele TVCI standard, ceea ce permite utilizarea unor echipamente video existente : monitoare, sisteme de distribuție a semnalului video, magnetoscoape, sisteme de prelucrare a semnalului video. O astfel de cameră, care materializează tendințele actuale în realizarea sistemelor de termoviziune este camera TH 7506, realizată cu tubul tip „Pyricon" [98]. Dintre dificultățile legate de utilizarea tubului Pyricon două sînt mai importante.

Una dintre dificultăți provine din faptul că tubul Pyricon este sensibil numai la variațiile locale de energie absorbită de țintă. De aceea dacă trebuie observate obiecte imobile, ceea ce se întîmplă de obicei, fluxul de radiație incident trebuie modulat pentru a se putea obține semnal de imagine. Există trei metode utilizabile pentru a obține semnal în aceste condiții :

— deplasarea imaginii pe țintă ;
— defocalizarea periodică a imaginii ;
— modularea fluxului de radiație incident pe țintă cu ajutorul unui obturator.

Cea de a treia metodă a fost aleasă pentru realizarea camerei menționate. Semnalul obținut la ieșirea tubului Pyricon în acest caz este reprezentat în figura 9.12, a.

Cînd obturatorul este deschis un punct cald al scenei va duce la creșterea temperaturii punctului corespunzător al țintei ceea ce va duce la generarea unui semnal de o anumită polaritate. Cînd obturatorul este închis, acest punct al țintei se răcește producînd un semnal de aceeași

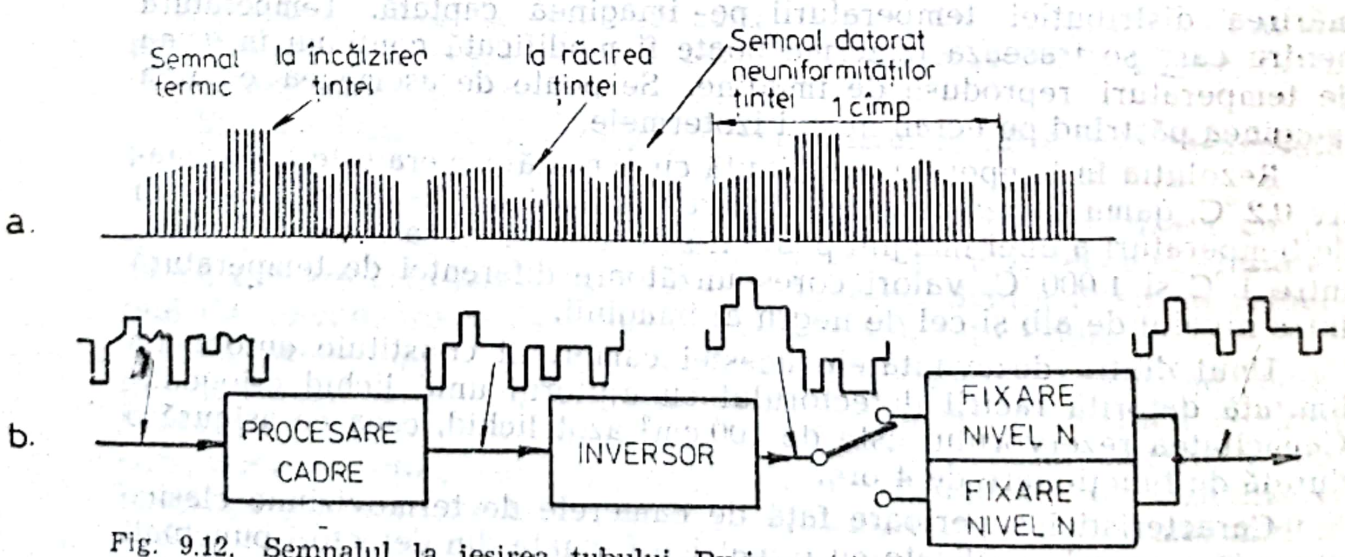


Fig. 9.12. Semnalul la ieșirea tubului Pyricon (*a*) și schema-bloc simplificată a sistemului de prelucrare a semnalului (*b*).

Scanned with OKEN Scanner

formă, dar de polaritate opusă. Un astfel de semnal nu poate fi aplicat unui monitor deoarece pentru același punct cald se obține alternativ o imagine albă sau neagră care nu poate fi utilizată. La aceasta se adaugă faptul că, semnalul de fond al țintei, care constituie palierul impulsurilor la nivelul unui cîmp este ușor bombat și nu plat, prezentînd și unele neregularități datorită neuniformității proprietăților țintei, neregularități care pot fi interpretate ca semnale utile. Aceasta constituie o altă dificultate în utilizarea tubului, dificultate care a dus la realizarea unui sistem special de prelucrare a semnalului (v. figura 9.12, b). Obturatorul modulează fluxul de radiație incident cu frecvența cadrelor ; semnalul obținut este introdus într-un procesor de cadre care memorează semnalul și scade cîmpurile succesive obținîndu-se un semnal util de amplitudine dublă, tot cu polaritatea alternativă, dar în care efectul neuniformităților țintei este eliminat, iar palierul obținut este plat și redus ca nivel. Semnalul obținut este inversat, un cîmp din două, pentru a se obține un semnal video de aceeași polaritate.

Cu ajutorul a două circuite de fixare în paralel, nivelul palierului (nivelul de negru) este adus la aceeași valoare, după care se adaugă semnalele de stingere și sincronizare pentru a se obține semnalul video standard cu 625 sau 525 linii întrețesute.

Rezoluția în temperatură obținută cu această cameră este de circa 0,3 °C (<0,5 °C) suficientă pentru cele mai multe aplicații ale termoviziunii.

9.2.3. APLICAȚII ALE SISTEMELOR DE TERMOVIZIUNE

Înainte de a trece în revistă principalele aplicații ale sistemelor de termoviziune vom face unele observații privind interpretarea imaginilor de termoviziune. Trebuie remarcat de la început că există părerea, că diversele nivele de gri ale unei imagini de termoviziune reprezintă temperaturi diferite ale obiectului sau scenei.

Acest lucru este în principiu eronat, iar practic este valabil numai uneori. În orice sistem de termoviziune, indiferent de principiul de funcționare, imaginea reprezintă distribuția energiei radiate de elementele scenei sau obiectului. În funcție de emisivitatea corpului observat și de curba de sensibilitate spectrală a detectorului, această distribuție de energie poate sau nu să fie interpretată ca o distribuție de temperatură. Din acest punct de vedere pirovidiconul este un dispozitiv cu răspuns spectral uniform și de aceea, dacă corpurile care apar în imagine au aceeași emisivitate, nivelele de gri pot fi interpretate ca nivele de temperatură.

În particular acest lucru este valabil pentru aplicațiile medicale ale termoviziunii, deoarece pielea se comportă ca un radiator practic perfect, deci are emisivitatea practic 1. În acest fel, prin calibrare față de un corp negru cu temperatura cunoscută se pot măsura diferențele de temperatură sau temperaturile suprafeței corpului.

Acest lucru nu este însă valabil în marea majoritate a aplicațiilor industriale din cauza diferențelor de emisivitate ale corpurilor observate. De aceea, este mai corect de folosit expresia de „temperatură apa-

Scanned with OKEN Scanner

rentă" în loc de temperatură, pentru a ne referi la elementele unei imagini de termoviziune, care apar ca diverse nuanțe de gri. Din fericire însă, în marea majoritate a aplicațiilor termoviziunii nu este necesară măsurarea exactă a temperaturii, ci numai sesizarea diferențelor.

Rezoluția în temperatură necesară în cele mai multe aplicații este de circa 0,5÷0,3 °C, rezoluții mai bune fiind necesare doar în cercetare.

Aplicațiile sistemelor de termoviziune acoperă o arie largă de domenii ale activității umane. Din domeniul aplicațiilor militare, care prin volumul mijloacelor alocate a stat la baza cercetărilor și în acest domeniu, menționăm : supravegherea pe timp de noapte, unde are avantajul, față de sistemele de televiziune la nivele mici de iluminare, că permite detectarea oamenilor și a vehiculelor chiar sub camuflaj ; detectarea prezenței oamenilor și a vehiculelor prin atmosfera neclară (ceață, fum) ; detectarea prezenței oamenilor și vehiculelor mascate de frunziș, în păduri etc.

Dintre ramurile industriei precum și din domeniile de cercetare care pot beneficia de serviciile termoviziunii menționăm : industria aeronautică și spațială, electronica, instalațiile și cercetările nucleare, chimia și petrochimia, industria oțelului, sticlei, automobilelor, tutunului etc. Astfel de aplicații sînt : controlul nedistructiv al elementelor care se încălzesc sau răcesc ; studiul temperaturii pieselor răcite forțat ; detectarea defectelor de lipire la materialele tip „sandwich", detectarea fisurilor, golurilor în materiale, ca betonul și materialele plastice.

În industria aero-spațială sistemele de termoviziune sînt folosite pentru studiul încălzirii machetelor în tunelurile aerodinamice ; o altă aplicație în același domeniu o constituie studiul scurgerii gazelor din reactoare și ajutaje.

În industria electronică sistemele de termoviziune pot fi utilizate pentru controlul final al circuitelor complexe, prin compararea imaginii termice a circuitului controlat cu o imagine de referință ; de asemenea se pot controla preventiv circuitele electrice și să se detecteze elementele care pot provoca defecțiuni. Studiul și producerea dispozitivelor electronice care emit în infraroșu utilizează de asemenea serviciile termoviziunii.

În domeniul energetic se pot detecta defecțiunile în instalațiile de producere și distribuție a energiei, de exemplu, prin detectarea punctelor calde în elementele în mișcare ale generatoarelor. Detectarea rapidă a legăturilor defecte în liniile de transport ale energiei electrice prin inspectarea lor din elicopter sau din autovehicule cu ajutorul unei camere de termoviziune, duce la realizarea de economii în întreținerea liniilor.

Instalațiile de termoviziune sînt utilizate în detectarea defectelor de izolare termică a clădirilor. Studiul pierderilor de căldură ale clădirilor se face de obicei noaptea pentru a evita efectul încălzirii construcției de la soare.

În domeniul protecției mediului ambiant termoviziunea este utilizată la detectarea scurgerilor de ape uzate în rîuri, lacuri etc., sau la depistarea focarelor de incendiu prin perdeaua de fum sau sub frunzișul pădurilor.

Scanned with OKEN Scanner

Studiul vulcanilor activi cu ajutorul termoviziunii permite determinarea eficientă și fără pericole a temperaturii diverselor zone ale vulcanului, precum și a gazelor ejectate [99].

Activitățile de teledetecție din satelit sau avion beneficiază de asemenea de serviciile termoviziunii.

În medicină termoviziunea este utilizată la detectarea și diagnosticarea fenomenelor patologice ce afectează temperatura superficială a corpului, temperatură care depinde de: temperatura sîngelui, debitul sîngelui, vascularizarea țesutului. Se pot detecta astfel tulburările de circulație sanguină, tumorile în cancerul sînului, afecțiunile reumatismale, artritele. Se poate de asemenea detecta poziția placentei la femeile însărcinate, se poate studia viteza de acțiune a medicamentelor sau procesul de cicatrizare ale grefelor de piele.

Realizarea sistemelor de termoviziune cu performanțe ridicate compatibile cu sistemele TVCI standard va duce în viitorul apropiat la lărgirea sferei de aplicații, iar pe măsura scăderii costului, și la răspîndirea acestor sisteme.

9.3. SISTEME DE TELEVIZIUNE CU ULTRASUNETE

Ultrasunetele prezintă proprietăți de propagare similare cu ale luminii permițînd obținerea de „imagini" ultrasonore. Astfel, ultrasunetele pot fi reflectate, pot fi concentrate într-un fascicul sau creează „umbră" dacă întîlnesc un obstacol. La fel ca razele X, ele pot străbate unele corpuri opace suferind absorbții diferite în funcție de densitatea mediului străbătut; ele sînt de asemenea afectate de diferențele de elasticitate și de structură, de discontinuități etc. Datorită acestor calități ele pot fi utilizate la fel ca și razele X în defectoscopie sau medicină prezentînd față de acestea avantajul, că nu sînt periculoase și nu au efecte distructive.

Ca dezavantaj esențial se poate menționa, că puterea de rezoluție a acestor sisteme este inferioară celor care utilizează raze X. De asemenea, avînd în vedere atenuarea mare în aer a ultrasunetelor, aceste sisteme funcționează de regulă în mediu lichid. Considerînd că acest lichid este apa, viteza de propagare a sunetelor este de circa 1 500 m/s. Pentru frecvențe ultrasonore cuprinse între 1—10 MHz, lungimea de undă variază deci între 1,5—0,15 mm, deci este foarte mare, comparativ cu cea a razelor X. Primele sisteme de control cu ultrasunete prezentau datele obținute sub forma unei oscilograme pe ecranul unui tub catodic sau sub forma unei înregistrări grafice. Sistemele actuale, utilizînd tehnici adecvate, permit convertirea imaginilor ultrasonore în imagini optice, electronice sau în reliefuri de potențial, care respectiv pot fi fotografiate sau televizate, sau pot sta la baza formării unui semnal de televiziune.

Mulțimea soluțiilor adoptate pentru realizarea sistemelor de televiziune cu ultrasunete poate fi împărțită în două grupe. Într-o primă

Scanned with OKEN Scanner

grupă pot fi reunite sistemele care realizează întîi conversia „imaginilor" acustice în imagini optice (vizibile), imagini care apoi sînt preluate de o cameră de televiziune obișnuită.

Din a doua grupă fac parte sistemele care au la bază o cameră de televiziune sensibilă la ultrasunete (fonosensibilă). Tuburile sensibile la ultrasunete, care constituie elementele principale ale camerelor amintite, sînt în principal de două tipuri :

— convertizoare de imagini acustice, similare întrucîtva ca principiu de funcționare cu intensificatoarele de imagine, suprafața frontală fiind însă fonosensibilă ;

— tuburi fonosensibile, cele mai cunoscute fiind cele de tipul piezo-vidiconului.

Pieso-vidiconul este un tub care este practic identic cu un vidicon standard cu excepția ferestrei frontale care este realizată dintr-un material piezoelectric : cuarț, ceramică piezoelectrică, etc. Imaginea ultrasonoră formată pe fereastra frontală duce la apariția în placă a unei distribuții de potențial, care este explorat cu un fascicul de electroni. Restul procesului de formare a imaginii este identic cu cel din camerele obișnuite.

Dintre soluțiile imaginate pentru obținerea de imagini cu ultrasunete (v. de exemplu [101—104]), vor fi expuse pe scurt principiile de funcționare ale unor sisteme „clasice" [101].

9.3.1. SISTEME RE TELEVIZIUNE CU ULTRASUNETE UTILIZÎND CAMERE STANDARD

Un astfel de sistem de televiziune este prezentat în figura 9.13.

Funcționarea sa se bazează pe neregularitățile care apar pe suprafața unui lichid asupra căruia cad, perpendicular, undele ultrasonore.

În cazul cînd există un obiect interpus între sursa de ultrasunete și suprafața lichidului, pe aceasta din urmă se va forma o imagine „hidrodinamică" imperceptibilă cu ochiul liber, dar care poate fi făcută vizibilă cu ajutorul unui sistem optic. Un fascicul de lumină, provenind de la o sursă punctiformă, este proiectat pe suprafața ondulată (vălurită) a lichidului. Lumina reflectată de această suprafață, formează, prin intermediul unei oglinzi semitransparente, a unei lentile și a unei diafragme, o imagine pe o placă de sticlă.

Această imagine, care redă variațiile curburii ondulațiilor, poate fi captată și redată cu ajutorul unui sistem TVCI obișnuit. Imaginea se formează pe suprafața lichidului în circa 0,1—0,01 secunde, deci relativ lent.

Această metodă nu poate fi aplicată la vizualizarea obiectelor în mișcare.

Un alt sistem capabil să transforme distribuția de intensitate a unei imagini ultrasonore într-o imagine luminoasă (vizibilă), produs de o firmă japoneză, este prezentată în figura 9.14.

Realizarea sa se bazează pe un sistem imaginat de fizicianul german R. Pohlman, încă în anul 1939. Sistemul se compune dintr-un reci-

Scanned with OKEN Scanner

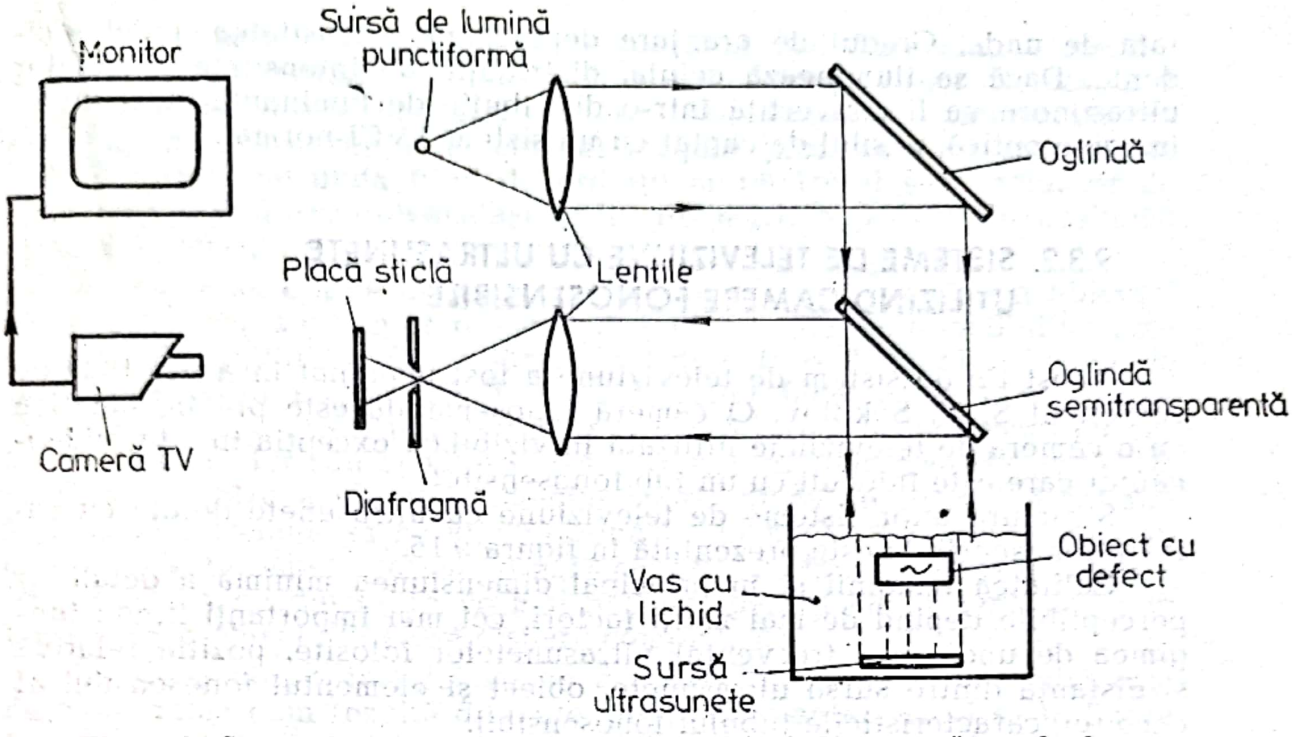


Fig. 9 13. Sistem de televiziune cu ultrasunete utilizînd o cameră standard.

pient în lungime de circa 1 m, plin cu apă, în care se află : un transmițător pentru unde ultrasonore cu frecvențe între 1—10 MHz, o lentilă acustică biconcavă din rășină acrilică cu distanța focală, în apă, de 100 mm, o celulă Pohlman și o oglindă semitransparentă. Celula Pohlman este realizată dintr-un recipient plat, plin cu apă în care se află o suspensie de paiete de aluminiu cu dimensiuni de circa $10 \times 10 \times 1$ μm. Sub acțiunea undelor ultrasonore, paietele de aluminiu, în mod normal aflate într-o mișcare browniană, tind să se aranjeze paralel cu supra-

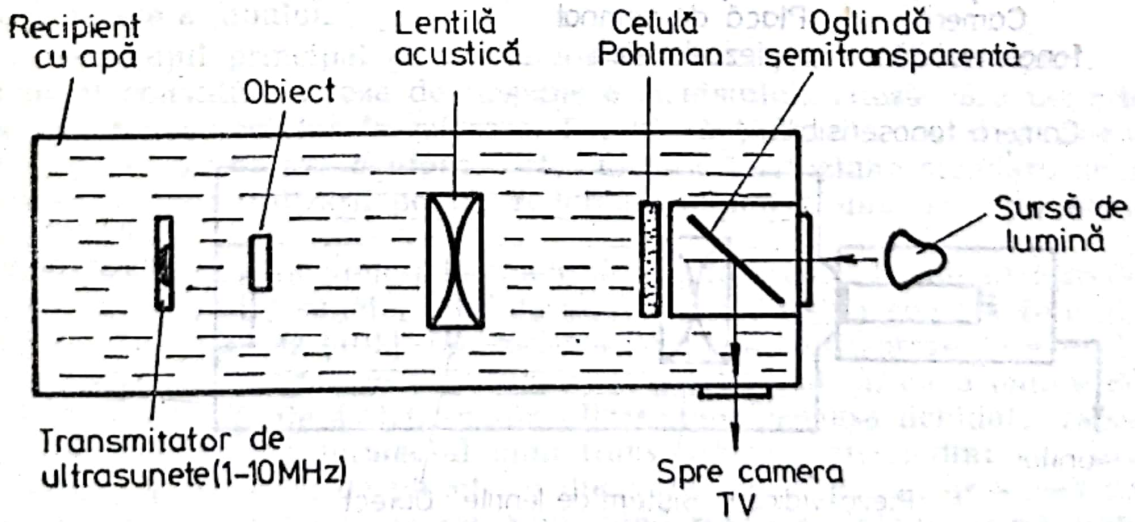


Fig. 9.14. Sistem de televiziune cu ultrasunete utilizînd o celulă cu suspensie de aluminiu (celulă Pohlman).

Scanned with OKEN Scanner

fața de undă. Gradul de aranjare depinde de intensitatea undei incidente. Dacă se iluminează celula, distribuția de intensitate a undelor ultrasonore va fi convertită într-o distribuție de luminanță, deci într-o imagine optică, posibil de captat cu un sistem TVCI normal.

9.3.2. SISTEME DE TELEVIZIUNE CU ULTRASUNETE UTILIZÎND CAMERE FONOSENSIBILE

Acest tip de sistem de televiziune a fost imaginat încă din 1929 de sovieticul S. V. Sokolov. O cameră fonosensibilă este practic identică cu o cameră de televiziune utilizată în vizibil,cu excepția tubului videocaptor care este înlocuit cu un tub fonosensibil.

Structura unor sisteme de televiziune cu ultrasunete dotate cu camere fonosensibile este prezentată în figura 9.15.

Calitatea imaginii și în principal dimensiunea minimă a detaliilor perceptibile depind de mai mulți factori, cei mai importanți fiind : lungimea de undă (sau frecvența) ultrasunetelor folosite, poziția relativă și distanța dintre sursa ultrasunete, obiect și elementul fonosensibil al camerei, caracteristicile tubului fonosensibil.

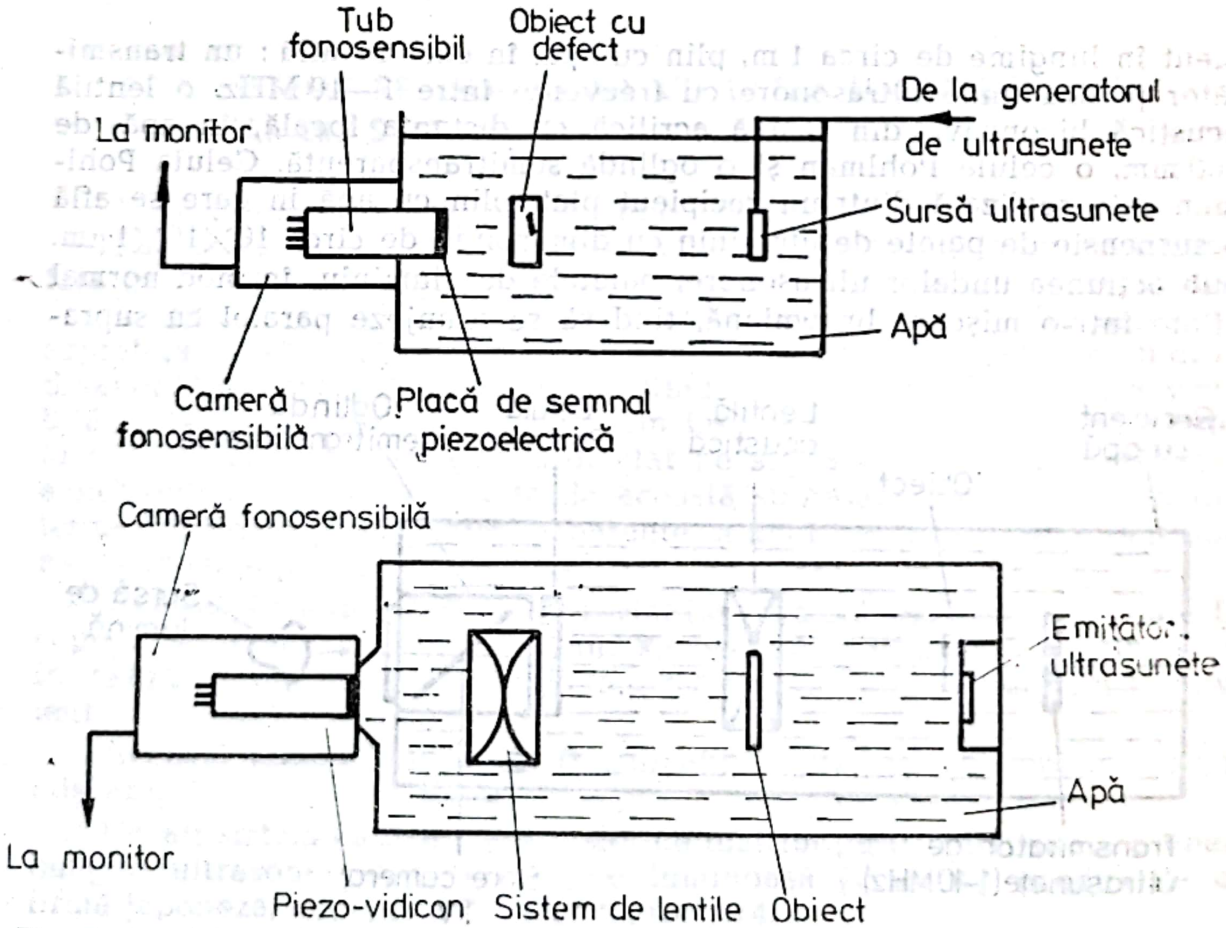


Fig. 9.15. Sisteme de televiziune cu ultrasunete utilizînd camere fonosensibile : *a* — sistem cu tubul fonosensibil dispus în zona de umbră a obiectului ; *b* — sistem cu lentile de focalizare a ultrasunetelor.

Scanned with OKEN Scanner

După cum se știe, puterea de rezoluție și deci dimensiunea minimă a detaliilor observabile depinde în mod direct proporțional de lungimea de undă a radiațiilor (undelor) cu care este „iluminat" obiectul. Pentru ultrasunete cu frecvența de ordinul megaherților, care se propagă în apă, lungimea de undă fiind de ordinul milimetrului sau zecimilor de milimetru (§ 9.3) rezultă același ordin de mărime pentru dimensiunea minimă a detaliilor sesizabile (observabile).

Pentru a se obține o imagine de bună calitate trebuie ca obiectul să se afle într-o zonă în care distribuția ultrasunetelor în mediul de propagare este uniformă. Acest lucru se obține la o distanță suficient de mare de sursa de ultrasunete, în zona de „cîmp îndepărtat". Limita acestei zone, pentru un emițător circular, variază direct proporțional cu pătratul diametrului său și invers proporțional cu lungimea de undă. De asemenea pentru a obține o imagine clară, placa de semnal a tubului fonosensibil trebuie să se afle în zona de „umbră" a corpului studiat, deci relativ aproape de acest corp. Dacă tubul se îndepărtează de obiect, imaginea devine din ce în ce mai neclară, pentru ca în zona de cîmp îndepărtat a obiectului ea să dispară complet.

Pentru a obține imagini cu un contrast bun al detaliilor mici este de dorit, după cum rezultă din cele menționate anterior, să se utilizeze frecvențe ridicate, deci lungimi de undă mici. Totuși, cu tuburile piezovidicon, de exemplu, frecvența maximă utilizabilă este de circa 5 MHz. Această limitare superioară apare datorită faptului că fereastra frontală a piezovidiconului este constituită din însăși placa de semnal din material piezoelectric. Această lamelă care vibrează pe jumătate de lungime de undă, nu poate fi făcută mai subțire de circa 0,5 mm, pentru că sub această grosime placa nu mai poate rezista din punct de vedere mecanic solicitărilor combinate ale ultrasunetelor și presiunii atmosferice, tubul fiind vidat în interior. Acest lucru face practic imposibilă mărirea diametrului ferestrei frontale a piezovidiconului în scopul măririi dimensiunilor cîmpului imaginii ; creșterea diametrului trebuie însoțită de creșterea grosimii plăcii, ceea ce duce la scăderea puterii de separare a tubului.

Avantajul principal al sistemelor care utilizează tuburile piezovidicon îl constituie viteza de răspuns a sistemului, viteză care permite examinarea obiectelor în mișcare. Faptul că ținta din material piezoelectric se explorează conform sistemului de televiziune standard duce la posibilitatea utilizării pentru redarea imaginii a unui monitor standard.

Pentru a da o imagine mai concretă asupra acestui tip de sisteme de televiziune cu ultrasunete, vom da unele caracteristici constructive ale unui sistem japonez [101], realizat conform structurii prezentate în figura 9.15. Generatorul de ultrasunete al acestui sistem, cu o putere de 50 W și frecvența de 4 MHz, emite ultrasunete în masa lichidului (apă) din recipient prin intermediul unui transmițător realizat dintr-un disc de titanat și zirconat de plumb cu diametrul de 20 mm și grosimea de 0,5 mm. Recipientul este transparent, fiind realizat dintr-o rășină acrilică. Sistemul de lentile este realizat din două lentile biconcave de polistiren cu diametrul de 120 mm, rază de curbură de 72 mm și distanța

Scanned with OKEN Scanner

focală de 50 mm. Piezovidiconul cu diametrul de 25 mm are fereastra din cuarț, cu grosimea de 1 mm. Redarea imaginii se face pe un monitor standard.

9.3.3. APLICAȚII ALE SISTEMELOR DE TELEVIZIUNE CU ULTRASUNETE

Principalele aplicații ale sistemelor de televiziune cu ultrasunete se găsesc în domeniul defectoscopiei și în medicină. În domeniul defectoscopiei cu aceste sisteme pot fi detectate defecte interioare ca: sufluri, fisuri, defecte de lipire. Se poate de asemenea determina gradul de porozitate al unor materiale, prezența tensiunilor interne în unele piese sau se poate studia curgerea fluidelor. Imaginile obținute au un conținut de detalii corespunzător și contrast suficient dacă nivelul pierderilor energetice ale ultrasunetelor în corpul analizat, sau gradul de umbră sînt menținute la valori corespunzătoare.

O altă aplicație o constituie posibilitatea depistării obiectelor în apă tulbure sau în medii opace pentru lumina vizibilă.

În medicină utilizarea ultrasunetelor permite obținerea de imagini ale interiorului corpului uman, avînd avantajul că nu sînt nocive, nu au contraindicații, nu necesită substanțe de contrast. Una din aceste aplicații o constituie studierea activității inimii, inclusiv a mișcării valvulelor, precum și posibilitatea decelării formei și dimensiunilor vaselor sanguine. Controlul activității inimii se poate face în mod repetat, fără riscuri pentru bolnav. Vom menționa totuși că ultrasunetele intense, generate de generatoare de puteri mari (zeci, sute de watt), pot avea efecte fiziologice nocive, motiv pentru care exploatarea acestor sisteme impune luarea unor măsuri de protecție adecvate.

Pentru creșterea performanțelor sistemelor cu ultrasunete s-au făcut și se fac în continuare cercetări menite să ducă la obținerea unor elemente fonosensibile cu suprafața mai mare, fără pierderea rezoluției și care să permită utilizarea unor frecvențe de lucru cît mai mari. O altă direcție de îmbunătățire a calității imaginilor ultrasonore constă în micșorarea zgomotului de fond, zgomot datorat propagării ultrasunetelor prin medii neomogene. Aceste zgomote se datoresc de exemplu dispersiei și reflexiilor ultrasunetelor, sau schimbării de direcție, ori variațiilor de viteză în mediile solide, ceea ce duce la suprapunerea pe elementul fonosensibil a ultrasunetelor provenind din surse secundare, parazite. O metodă de eliminare a acestor zgomote constă în emiterea ultrasunetelor sub forma unor impulsuri scurte. Sistemul de recepție este adaptat să răspundă numai la semnalele care sosesc pe drumul cel mai scurt, ceea ce duce la obținerea unor imagini mai clare.

Alte metode de îmbunătățire a imaginilor constau în prelucrarea pe calculator a imaginilor, cu metodele utilizate la îmbunătățirea imaginilor optice.

În privința sistemelor de obținere a imaginilor cu ajutorul ultrasunetelor mai folosite actualmente în medicină, trebuie menționat că ele se deosebesc foarte mult de structura unui sistem de televiziune clasic.

Scanned with OKEN Scanner

În aceste sisteme imaginea se obține prin tehnici de ecotomografie sau prin tehnici de explorare punct cu punct a zonei de interes. Obținerea imaginilor se face cu ajutorul unor tehnici și sisteme de calcul adecvate, singurul element comun cu un sistem de televiziune fiind în cel mai bun caz monitorul.

Amintim de asemenea că, se fac cercetări pentru obținerea de imagini ultrasonore tridimensionale prin tehnici holografice.

Deși în prezent sistemele cu ultrasunete nu sînt atît de răspîndite ca cele cu raze X, datorită calităților menționate acestea vor căpăta o răspîndire mai mare în viitor.

9.4. SISTEME DE TELEVIZIUNE ÎN RELIEF

Imaginea oferită de un sistem de televiziune obișnuit este o imagine plană, bidimensională. Această imagine redă numai contururile obiectelor din spațiu, văzute dintr-o singură direcție. O astfel de imagine oferă privitorului mult mai puțină informație decît în cazul în care el ar privi direct aceeași scenă. Astfel, dacă pe un ecran TV observăm două discuri negre pe un fond alb, (fig. 9.16, a), vom putea deduce, eventual cu ajutorul umbrelor sau reflexiilor, că este vorba de două sfere. Nu putem însă ști la ce distanță se află aceste sfere, dacă sînt egale și dispuse la aceeași distanță sau inegale și dispuse la distanțe diferite. Aceste sfere pot fi dealtfel și numai niște emisfere. Privind direct aceleași obiecte, ne putem da seama imediat, că este vorba de exemplu, de două sfere, una cu diametrul de 5 cm și de 15 cm situate la 1 m și respectiv 3 m distanță.

Necesitatea redării imaginilor în relief, apare deci acolo unde prezentarea numai a imaginii bidimensionale a scenei poate duce la confuzii, interpretări eronate și pe această bază la luarea de decizii greșite. Transmiterea și redarea imaginilor în relief este solicitată de aplicații

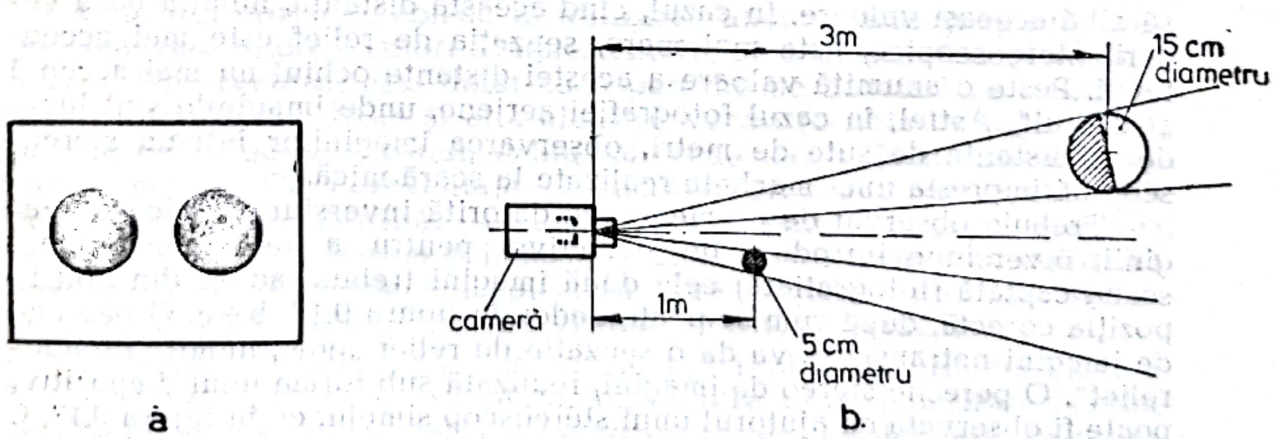


Fig. 9.16. Redarea într-o imagine plană a unor obiecte în spațiu : *a* — imaginea pe ecranul TV ; *b* — dispunerea în spațiu a obiectelor și a camerei (vedere de sus).

Scanned with OKEN Scanner

ca : telecomanda la distanță a brațelor unor roboți, transmiterea operațiilor chirurgicale, studiul structurii moleculare și celulare în chimie și respectiv biologie.

9.4.1. GENERALITĂȚI

După cum se știe vederea în relief este rezultatul unui proces fizico-psihologic datorat vederii binoculare. Distanța pînă la obiect și dimensiunile lor sînt determinate, respectiv pe baza deplasării unghiulare a ochilor față de poziția corespunzătoare vederii la „infinit" și a unghiului sub care sînt percepute obiectele, precum și pe baza experienței. Senzația de relief este mai accentuată cu cît distanța pînă la obiect este mai mică. La distanțe mari această senzație se atenuează și dispare apoi complet : de exemplu, imaginea munților priviți de la poalele lor este practic fără relief, stelele pe bolta cerească par de asemenea situate la aceeași distanță.

Realizarea de imagini în relief presupune captarea din două puncte diferite a două imagini, imagini care poartă denumirea de *pereche stereo*, reproducerea perechii stereo trebuie făcută astfel, încît imaginea din stînga să fie accesibilă numai ochiului stîng, iar imaginea din dreapta numai ochiului drept.

Primele încercări de a obține imagini în relief datează încă de la începuturile fotografiei [105]. Problemele ridicate de obținerea imaginilor fotografice sau cinematografice în relief sînt în mare măsură asemănătoare cu problemele televiziunii în relief. De aceea, pentru început, vom evidenția unele probleme legate de realizarea imaginilor fotografice în relief, observațiile făcute fiind valabile și pentru televiziunea în relief.

Obținerea unei perechi de imagini stereo se poate face cu ajutorul unei camere fotografice stereoscopice, dotate cu două obiective (v. fig. 9.17, a). Deoarece distanța medie dintre pupile la om este de circa 65 mm, pentru a reda aceeași senzație de relief ca și în cazul observării directe a scenei, distanța b dintre axele optice ale obiectivelor trebuie să aibă aceeași valoare. În cazul, cînd această distanță, numită baza vederii stereoscopice, este mai mare, senzația de relief este mai accentuată. Peste o anumită valoare a acestei distanțe ochiul nu mai acceptă „trucajul". Astfel, în cazul fotografiei aeriene, unde imaginile sînt luate de la distanțe de sute de metri, observarea imaginilor într-un stereoscop dă impresia unei machete realizate la scară mică.

Trebuie observat de asemenea că datorită inversiunii optice a imaginii, inversiune introdusă de obiective, pentru a reproduce corect scena captată (fotografiată) cele două imagini trebuie aduse din nou în poziția corectă, după cum se poate vedea în figura 9.17, b÷e. O pereche de imagini netranspuse va da o senzație de relief „gol", numit „pseudo-relief". O pereche stereo de imagini, realizată sub forma unui diapozitiv, poate fi observată cu ajutorul unui stereoscop simplu, ca în figura 9.17, f.

Imaginea percepută ca urmare a examinării unei perechi de imagini stereo corespunde unei poziții determinate, fixe, a observatorului. Indi-

Scanned with OKEN Scanner

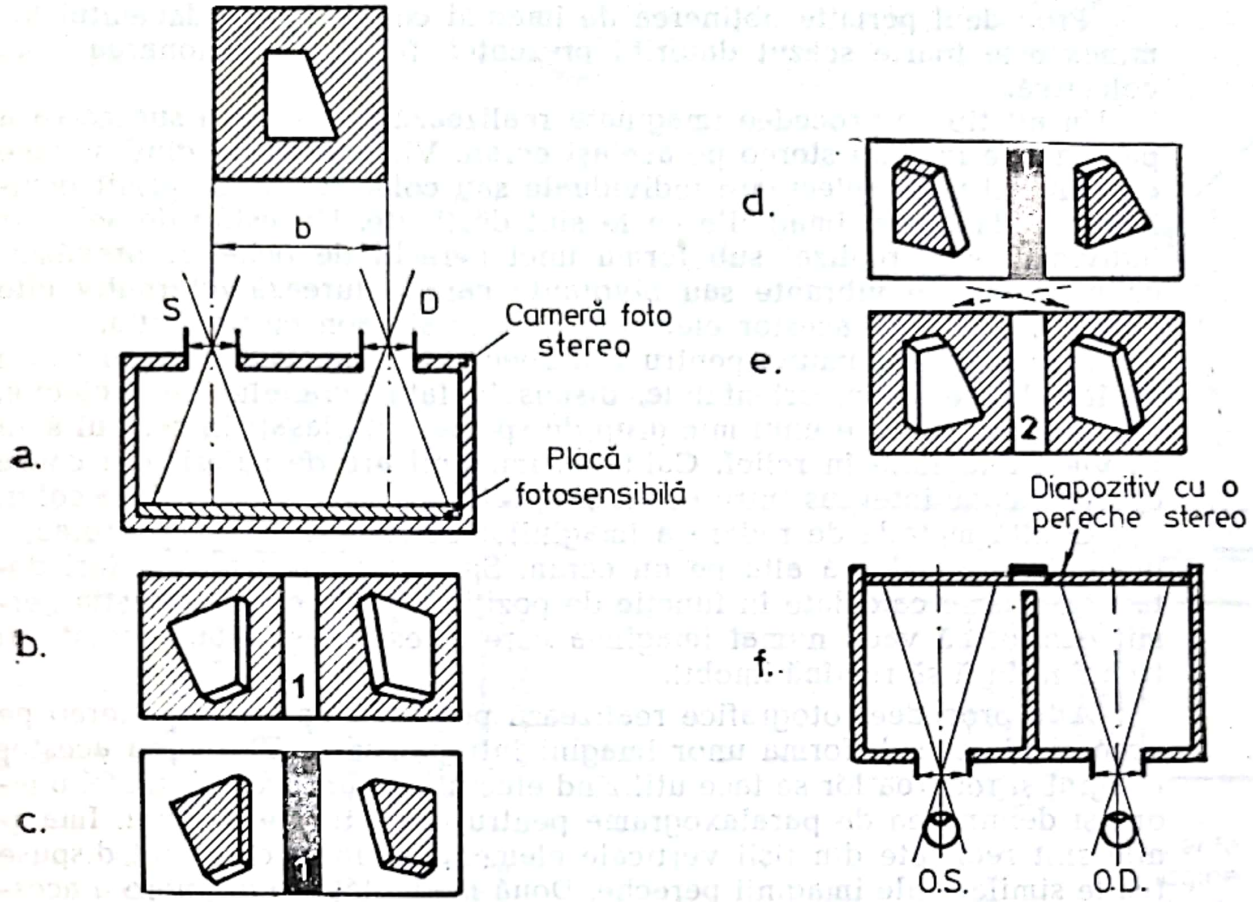


Fig. 9.17. Obținerea unei parechi de imagini stereo : *a* — captarea imaginii cu o cameră stereo; *b* — imaginea obținută pe placa fotosensibilă; *c* — imaginea negativă; *d* — negativul inversat; *e* — pozitivul cu cele două imagini transpuse; *f* — stereoscop simplu.

ferent de strădaniile sale, el va vedea întotdeauna aceleași obiecte, care le maschează pe cele din spatele lor.

Există și alte procedee fotografice de redare a unei perechi stereo de imagini, procedee aplicabile în principiu și în televiziune.

Unul din procedee constă în utilizarea unei perechi stereo de imagini realizate în două culori complementare, de exemplu roșu și albastru verzui. Observatorul este dotat cu o pereche de ochelari cu lentile de culori diferite, una roșie și alta albastru verzui (ochelari anaglifici). În funcție de culoarea filtrului, ochiul nu vede decît imaginea colorată complementar. Ca dezavantaje ale acestui procedeu sînt menționate necesitatea unei intensități luminoase importante, datorită atenuării introduse de filtre precum și imposibilitatea redării imaginilor color. Vizionarea imaginilor poate fi colectivă, spre deosebire de cazul stereoscopului amintit anterior, în care vizionarea este individuală.

Un procedeu similar utilizează imagini proiectate prin intermediul a două filtre de polarizare (polaroide), cu direcții de polarizare perpendiculare. Observatorul poartă ochelari cu filtre de polarizare, care permit observarea cu fiecare ochi numai a imaginii care îi este destinată. Imaginile pot fi proiectate suprapuse pe același ecran.

Scanned with OKEN Scanner

Procedeul permite obținerea de imagini color, dar randamentul luminos este foarte scăzut datorită prezenței filtrelor. Vizionarea este colectivă.

Un alt tip de procedee imaginate realizează proiectarea succesivă a perechii de imagini stereo pe același ecran. Vizionarea imaginii se face cu ajutorul unor selectoare individuale sau colective care permit ochilor să vadă numai imaginile ce le sînt destinate. Un astfel de selector individual este realizat sub forma unei perechi de ochelari prevăzuți cu niște lamele vibrante sau pivotante care obturează alternativ cîte un ochi. Comanda acestor elemente se face sincron cu proiecția.

Selectoarele comune pentru toți spectatorii constau dintr-un cadru cu lamele verticale, orientabile, dispus în fața ecranului de proiecție. Acest cadru permite unui mic grup de spectatori, plasați în centrul sălii să vadă imaginile în relief. Calitatea imaginii are de suferit din cauza cadrului opac interpus între ecran și spectator. Imaginile pot fi și color.

O altă metodă de redare a imaginilor în relief realizează proiecția imaginilor, una lîngă alta pe un ecran. Spectatorii poartă ochelari dotați cu prisme calculate în funcție de poziția față de ecran. Aceștia permit ochilor să vadă numai imaginea care le este destinată, spectatorul trebuind însă să rămînă imobil.

Alte procedee fotografice realizează perechea de imagini stereo pe aceeași placă, sub forma unor imagini întrepătrunse. Obținerea acestor imagini și redarea lor se face utilizînd efectul de paralaxă, de unde, uneori, și denumirea de paralaxograme pentru acest tip de imagini. Imaginile sînt realizate din fîșii verticale elementare, între care sînt dispuse fîșiile similare ale imaginii pereche. Două modalități de obținere a acestor imagini sînt ilustrate în figura 9.18. În ambele cazuri poziția observatorului trebuie să fie fixă.

Procedeele menționate pînă acum au ca principiu comun redarea unei perechi stereo de imagini. Cum am menționat anterior este imposibil în acest caz să se observe detalii noi din „spațiul" imaginii. S-au imaginat și procedee fotografice capabile să redea imagini în relief care să-și modifice conținutul în funcție de direcția din care sînt privite. Un astfel de procedeu de redare a imaginilor în relief „total" a fost imaginat de G. Lippmann încă în 1908.

Procedeele holografice, ideale pentru realizarea imaginii lor cu relief total, sînt încă în stadiu de laborator în ceea ce privește realizarea unor sisteme cinematografice sau de televiziune, pentru redarea unor imagini în mișcare. Deși cercetările în această direcție au făcut progrese însemnate, realizarea unor astfel de sisteme pune încă probleme dificile, legate în special de partea de recepție (redare), unde complexitatea și costul aparaturii sînt foarte mari.

Realizarea transmiterii de imagini în relief în sistemele de televiziune în circuit închis alb-negru este relativ simplă, comparativ cu procedeele amintite pînă acum. Astfel, față de procedeele fotografice, în televiziunea în circuit închis dispar operațiile legate de developarea peliculei și realizarea pozitivului, însoțite de transpunerea imaginilor, operații care iau timp și pot duce la apariția de erori. În sistemele de televiziune în circuit închis transpunerea imaginilor se poate realiza electronic, iar efectele reglajelor asupra camerelor sau receptorului sînt

Scanned with OKEN Scanner

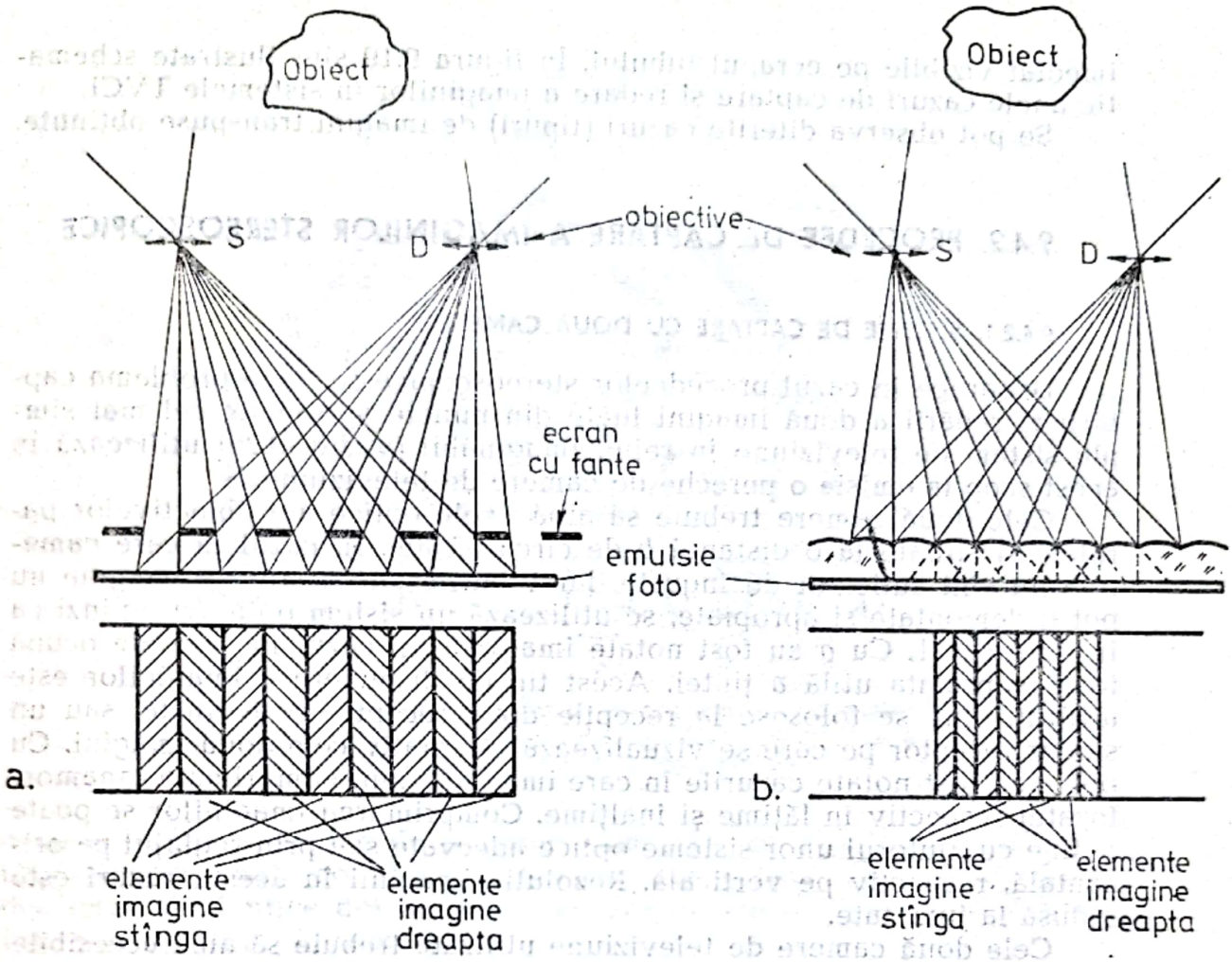


Fig. 9.18. Realizarea perechii stereo sub forma imaginilor întrepătrunse : *a* — utilizarea unui ecran cu fante ; *b* — utilizarea unor lentile cilindrice verticale.

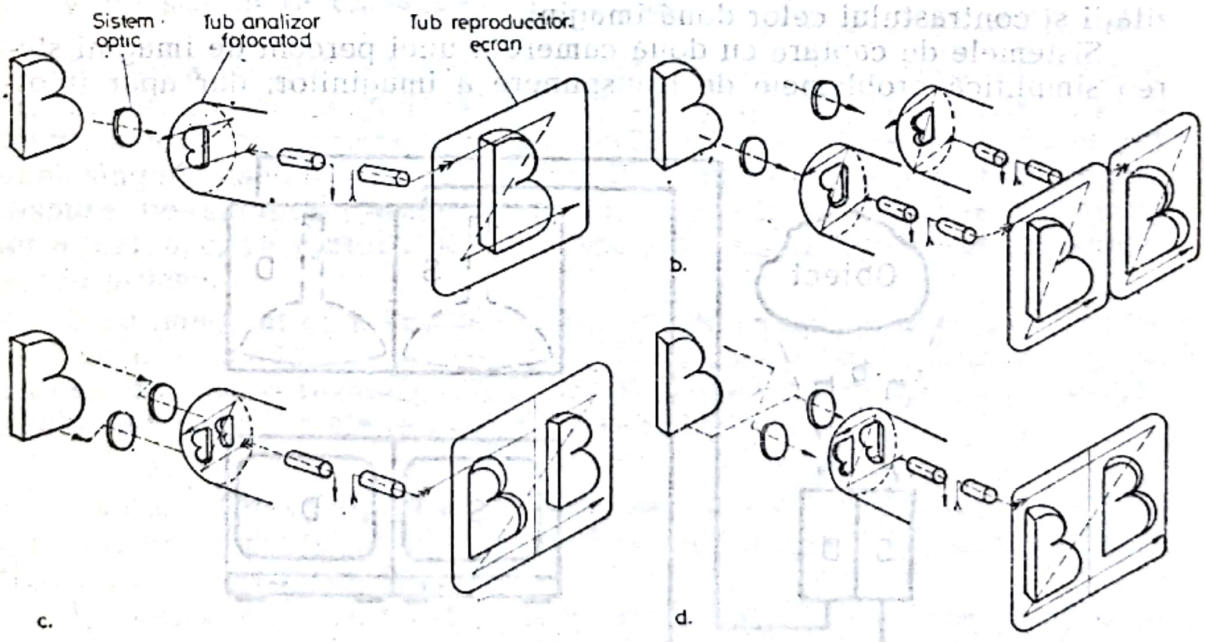


Fig. 9.19. Obținerea imaginii în unele sisteme de televiziune : *a* — televiziunea plană clasică ; *b* — sistem stereoscopic cu 2 camere monitoare (imaginile sînt reproduse corect) ; *c* — sistem stereoscopic cu o cameră și un monitor (imaginile nu sînt transpuse) ; *d* — sistem stereoscopic cu un bloc optic pentru transpunerea imaginilor (imaginile sînt reproduse corect).

Scanned with OKEN Scanner

imediat vizibile pe ecranul tubului. În figura 9.19 sînt ilustrate schematic unele cazuri de captare și redare a imaginilor în sistemele TVCI.

Se pot observa diferite cazuri (tipuri) de imagini transpuse obținute.

9.4.2. PROCEDEE DE CAPTARE A IMAGINILOR STEREOSCOPICE

9.4.2.1. SISTEME DE CAPTARE CU DOUA CAMERE

Deoarece în cazul procedeelor stereoscopice se pune problema captării și redării a două imagini luate din puncte apropiate, cel mai simplu sistem de televiziune în relief imaginabil (v. fig. 9.20) utilizează în acest scop la emisie o pereche de camere de televiziune.

Cele două camere trebuie să aibă axele optice ale obiectivelor paralele și situate la o distanță b de circa 65 mm. În cazul în care camerele nu sînt suficient de înguste, iar tuburile analizoare de imagine nu pot fi demontate și apropiate, se utilizează un sistem optic cu oglinzi ca în figura 9.21. Cu a au fost notate imaginile în cazul în care ele ocupă toată suprafața utilă a țintei. Acest tip de dispunere a imaginilor este utilizat, cînd se folosesc la recepție două receptoare distincte, sau un singur receptor pe care se vizualizează alternativ cele două imagini. Cu b și c au fost notate cazurile în care imaginile sînt comprimate (anamorfozate) respectiv în lățime și înălțime. Comprimarea imaginilor se poate obține cu ajutorul unor sisteme optice adecvate sau prin reglajul pe orizontală, respectiv pe verticală. Rezoluția imaginii în aceste cazuri este redusă la jumătate.

Cele două camere de televiziune utilizate trebuie să aibă accesibile reglajele care să permită stabilirea poziției și dimensiunilor rastrului precum și a sensibilității, acesta din urmă în scopul echilibrării luminozității și contrastului celor două imagini.

Sistemele de captare cu două camere a unei perechi de imagini stereo simplifică problemele de transpunere a imaginilor, dar apar întot-

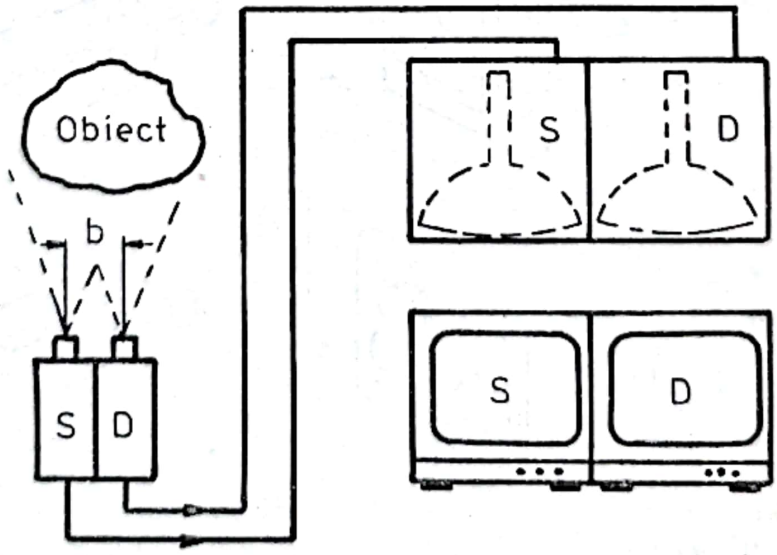


Fig. 9.20. Sistem TVCI stereoscopic cu două camere și două monitoare.

Scanned with OKEN Scanner

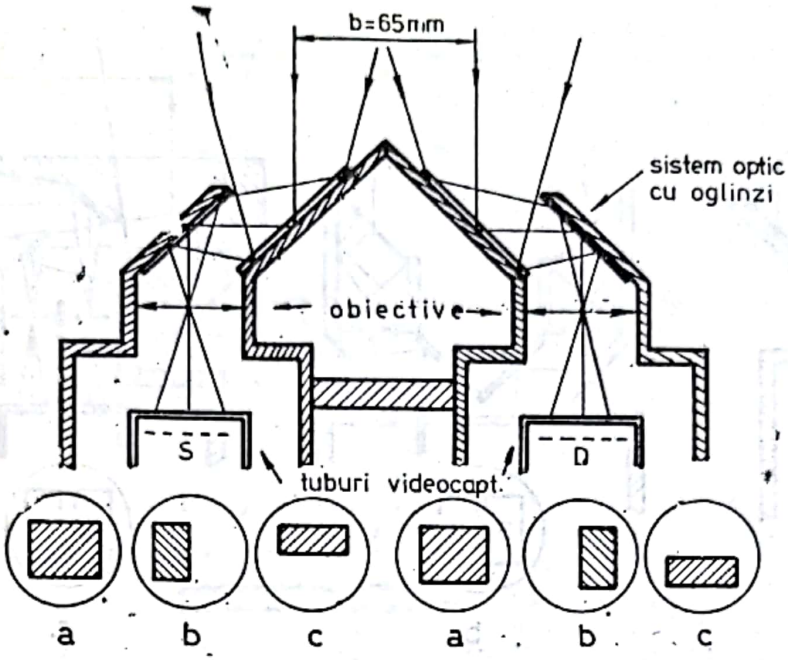


Fig. 9.21. Sistem optic cu oglinzi pentru micşorarea distanţei dintre axele optice a două camere de televiziune : *a*, *b*, *c* — moduri de poziţionare a imaginilor.

deauna probleme legate de reglarea camerelor în vederea obţinerii de imagini poziţionate corespunzător şi care, puse în aceleaşi condiţii, să dea imagini identice din punct de vedere al conţinutului, contrastului, luminozităţii şi profunzimii.

9.4.2.2. SISTEME DE CAPTARE CU O SINGURA CAMERA

Pentru a simplifica problemele legate de poziţionarea imaginilor şi de obţinerea unor imagini identice, în sensul amintit anterior, s-au conceput metode de captare a unei perechi stereo de imagini cu ajutorul unei singure camere de televiziune. Cele două imagini sînt de regulă dispuse pe suprafaţa utilă a tubului analizor de imagine, ca în figura 9.21, b, c, cu ajutorul unui sistem optic auxiliar realizat cu oglinzi şi/sau prisme.

S-au imaginat de asemenea şi sisteme de captare a unei perechi stereo, cu o singură cameră, sub forma imaginilor întrepătrunse. Aceste sisteme au însă o rezoluţie mică, datorită dimensiunilor mici ale suprafeţelor fotosensibile ale tuburilor videocaptoare uzuale.

9.4.2.2.1. Cîteva **tipuri de sisteme optice,** care realizează două imagini alăturate pe ţinta tubului analizor de imagine sînt prezentate în figura 9.22.

În asemenea cazuri este uneori necesară transpunerea imaginilor. Astfel, sistemul clasic din figura 9.22, a ne oferă situaţia ilustrată în figura 9.19, *c*. Transpunerea imaginilor s-ar putea realiza electronic, prin întîrzierea impulsului de sincronizare pe orizontală, la cameră sau la

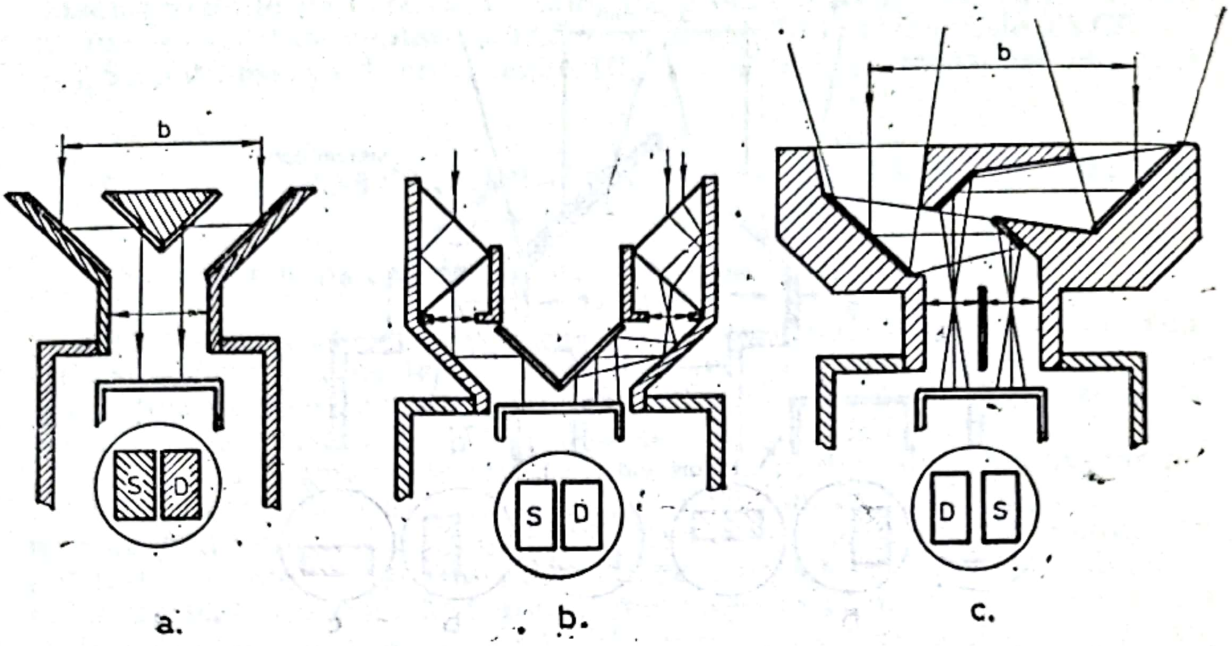


Fig. 9.22. Sisteme optice pentru captarea unei perechi stereo cu o singură cameră : *a* — sistem clasic (imaginile nu sînt transpuse); *b* — sistem cu prisme Dove; *c* — montaj cu oglinzi (imaginile sînt transpuse).

monitor. Impusurile de stingere și sincronizare apar ca o bandă neagră în mijlocul ecranului, iar imaginea aflată normal în stînga se deplasează în dreapta și invers. Dezavantajele metodei constau în faptul că, liniaritatea imaginii pe orizontală are de suferit, iar datorită lățimii mari a impulsului de stingere se pierde o parte din imagine.

Sistemul din figura 9.22, b, este realizat cu prisme Dove, care realizează inversarea imaginii numai pe orizontală.

În figura 9.22, c este prezentat un sistem cu oglinzi care realizează transpunerea imaginii (v. fig. 9.19, d), menținînd egalitatea drumurilor optice ale razelor între fața frontală a sistemului și obiective.

În unele sisteme imaginile pot fi puțin anamorfozate.

Sînt realizabile și sisteme optice care realizează cele două imagini suprapuse, ca în fig. 9.21, c. În acest caz nu mai este necesară transpunerea imaginilor.

9.4.2.2.2. **Sistemele de captare** cu imagini întrepătrunse sînt realizabile teoretic după principiile ilustrate în figura 9.18. Însă, după cum am mai menționat, datorită suprafeței mici a electrodului fotosensibil al tuburilor uzuale, rezoluția este redusă. O metodă hibridă, ilustrată în figura 9.23, utilizează o rețea de lentile cilindrice verticale care formează cele două imagini întrepătrunse pe o suprafață mată. Această imagine este preluată apoi cu o cameră obișnuită. Cele două prisme sînt utilizate pentru mărirea unghiului de incidență a razelor de lumină cu rețeaua de lentile, în scopul unei separări mai bune a celor două imagini, în condițiile utilizării cît mai complete a suprafeței din spatele lentilelor. Prisme similare pot fi utilizate și în cazul sistemelor ilustrate în figura 9.18.

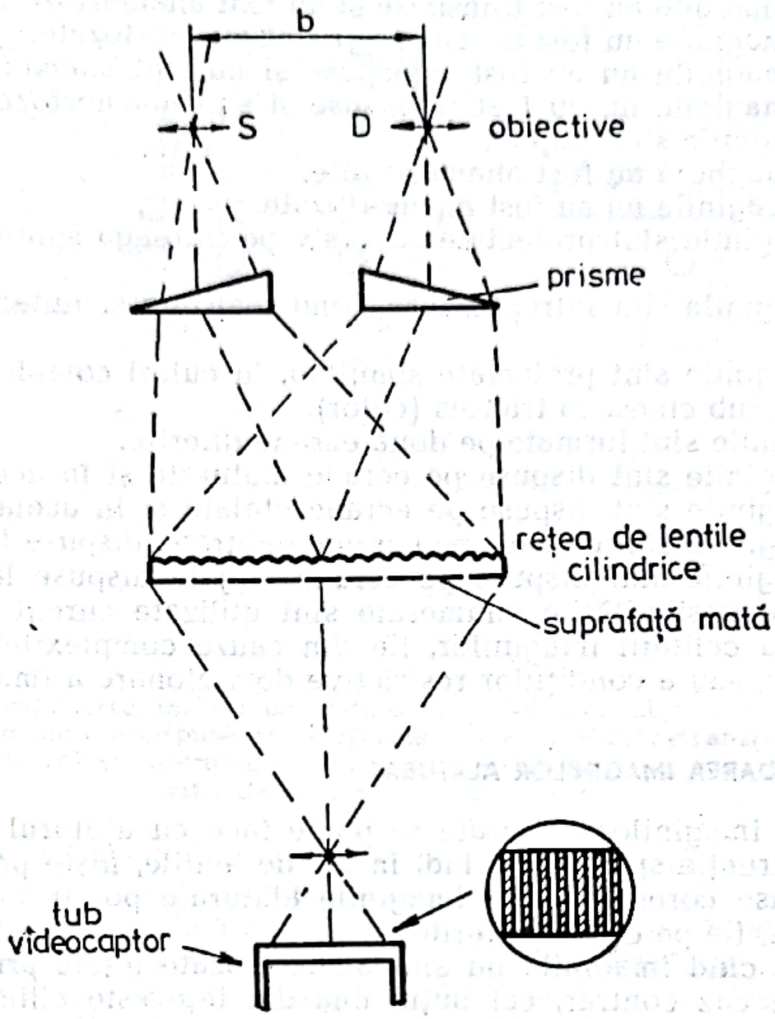


Fig. 9.23. Procedeu de obținere a unei perechi stereo întrepătrunse.

9.4.3. PROCEDEE DE REDARE A IMAGINILOR STEREOSCOPICE

După cum am văzut există mai multe posibilități (variante) de captare a unei perechi stereo de imagini de televiziune. Pentru a permite crearea senzației de relief fiecare din cele două imagini ale perechii stereo trebuie să fie recepționată numai de ochiul căruia îi este destinată. Chiar dacă aceste imagini sînt situate în direcții diferite, ele trebuie suprapuse, iar în cazul în care au fost anamorfozate, trebuie aduse la dimensiunile normale.

Există diferite modalități de suprapunere a celor două imagini, în funcție și de poziția lor relativă pe ecranul sau pe ecranele de vizualizare.

Din punct de vedere al poziției celor două imagini care formează perechea stereo sînt posibile mai multe cazuri :

1. Imagini formate pe același ecran.

1.1. Imaginile sînt alăturate.

Scanned with OKEN Scanner

1.1.1. Imaginile au fost transpuse şi nu sînt anamorfozate.
1.1.2. Imaginile au fost transpuse şi sînt anamorfozate.
1.1.3. Imaginile nu au fost transpuse şi nu sînt anamorfozate.
1.1.4. Imaginile nu au fost transpuse şi sînt anamorfozate.
1.2. Imaginile sînt etajate.
1.2.1. Imaginile au fost anamorfozate.
1.2.2. Imaginile nu au fost anamorfozate.
1.3. Imaginile sînt proiectate succesiv pe întreaga suprafaţă a ecranului.
1.4. Imaginile sînt întrepătrunse, fiind realizate simultan, pe acelaşi ecran.
1.5. Imaginile sînt proiectate simultan, în culori complementare, pe ecranul unui tub cinescop tricrom (color).
2. Imaginile sînt formate pe două ecrane diferite.
2.1. Imaginile sînt dispuse pe ecrane alăturate şi în acelaşi plan.
2.2. Imaginile sînt dispuse pe ecrane etajate şi în acelaşi plan.
2.3. Imaginile sînt dispuse pe ecrane alăturate, dispuse la 90°.
2.4. Imaginile sînt dispuse pe ecrane etajate dispuse la 90°.

Nu toate posibilităţile enumerate sînt utilizate curent în practică, fie din cauza calităţii imaginilor, fie din cauza complexităţii şi costului aparaturii, sau a condiţiilor restrictive de v.zionare a imaginilor.

9.4.3.1. REDAREA IMAGINILOR ALĂTURATE

Redarea imaginilor alăturate se poate face cu ajutorul unor ochelari de construcţie specială, avînd, în loc de lentile, nişte prisme calculate şi dispuse corespunzător. Imaginile alăturate pot fi situate fie pe acelaşi ecran, fie pe ecrane diferite.

În cazul cînd imaginile nu sînt anamorfozate feţele prismelor sînt plane, iar în caz contrar, cel puţin una din feţe este cilindrică. Dacă imaginile sînt transpuse cele două prisme au „vîrfurile" spre interior, iar atunci cînd imaginile trebuie transpuse prismele sînt rotite cu 180°. În cazul imaginilor vizualizate pe ecrane foarte mici se poate utiliza un stereoscop simplu, fără elemente optice, realizat dintr-o cutie cu perete median, avînd practicate deschideri pentru limitarea cîmpului vizual la dimensiunile ecranului (v. fig. 9.24, d). Şi în cazul utilizării ochelarilor cu prisme este indicată utilizarea unor elemente pentru limitarea cîmpului vizual.

Un alt dispozitiv utilizabil, realizat numai cu oglinzi, este prezentat în figura 9.24, g.

În toate cazurile vizionarea imaginilor este individuală, iar poziţia spectatorului este fixă.

9.4.3.2. REDAREA IMAGINILOR ETAJATE

Imaginile etajate pot fi suprapuse tot cu ajutorul unor prisme. Cazul în care imaginile sînt anamorfozate este ilustrat în figura 9.25.

În cazul în care anamorfozarea a fost realizată optic, imaginea este trapezoidală, şi ea trebuie adusă din nou la forma dreptunghiulară, cu ajutorul unor elemente optice de corecţie.

Scanned with OKEN Scanner

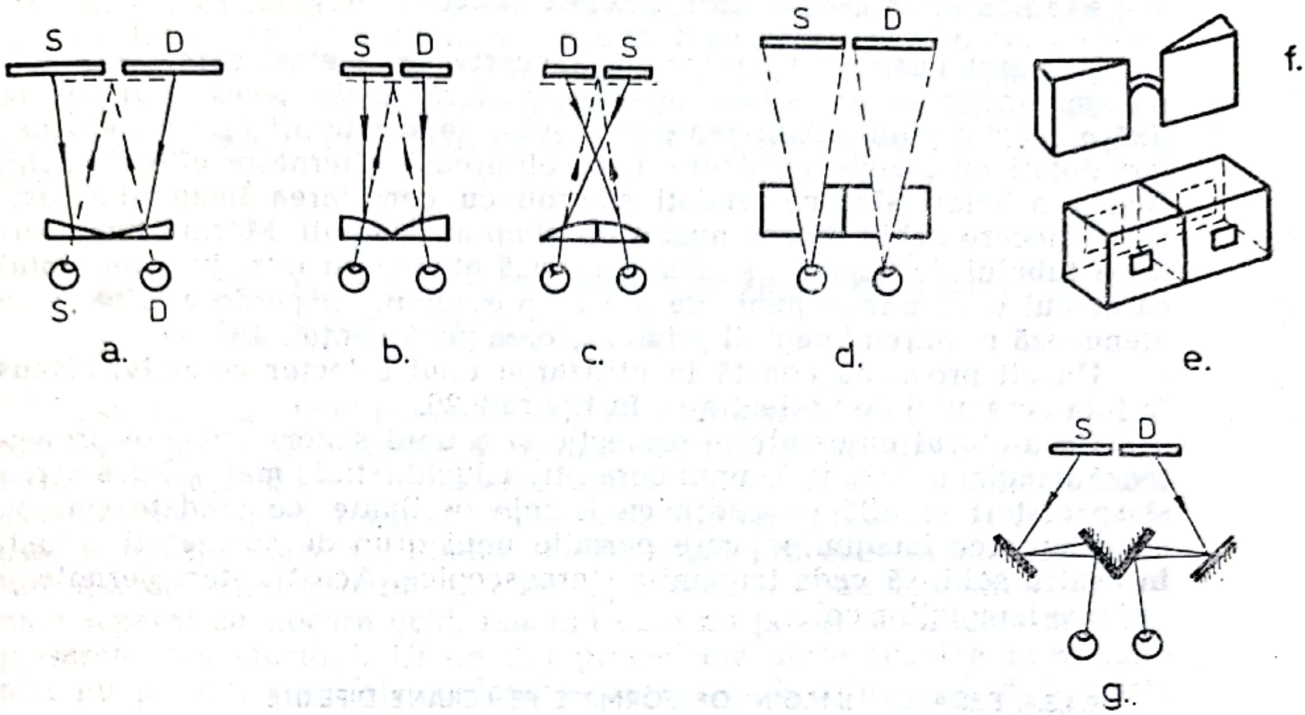


Fig. 9.24. Suprapunerea imaginilor alăturate: *a* — imagini transpuse neanamorfozate; *b* — imagini transpuse anamorfozate; *c* — imagini netranspuse anamorfozate; *d* — utilizarea stereoscopului simplu; *e*, *f* — ochelari cu prisme; *g* — dispozitiv de suprapunere cu oglinzi.

Poziția spectatorului trebuie să fie de asemenea fixă. Totuși, deoarece mobilitatea spectatorului, sau a privirii sale, este mai mare pe orizontală decît pe verticală, suprapunerea imaginilor etajate, pare, din acest punct de vedere a oferi, o oarecare „libertate" de mișcare (deplasare) pe orizontală, condiția de imobilitate fiind mai ușor de îndeplinit. În acest caz, ca și în cazul anterior dealtfel, este indicat să se doteze scaunul sau fotoliul observatorului cu un reazem pentru cap.

Este de menționat, că utilizînd un tub de proiecție, cu ajutorul unor sisteme optice adecvate, imaginile alăturate sau etajate pot fi proiectate, suprapus, pe același ecran, cu ajutorul unor filtre colorate sau polarizate. Se poate asigura vizionarea colectivă a imaginilor, dacă spectatorii sînt dotați cu ochelari anaglifici sau cu filtre de polarizare corespunzătoare [106]. Datorită filtrelor introduse între tubul de proiecție și ecran și între ecran și ochi, luminozitatea imaginii este redusă mult și trebuie lucrat cu străluciri mari ale tubului de proiecție. Avantajul metodei constă în faptul, că vizionarea imaginilor este colectivă, iar poziția spectatorului nu trebuie să fie fixă.

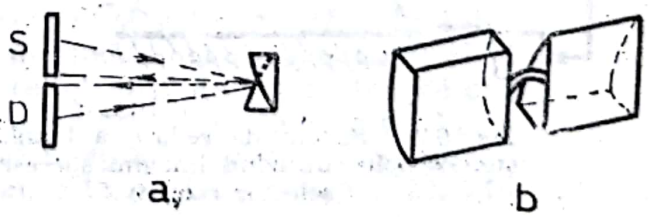


Fig. 9.25. Redarea imaginilor etajate: *a* — imagini etajate anamorfozate; *b* — ochelarii cu prisme utilizați în acest caz.

9.4.3.3. REDAREA IMAGINILOR PROIECTATE SUCCESIV

În cazul imaginilor proiectate succesiv pe același ecran, vizionarea imaginilor se poate face în colectiv, fără să fie necesară o poziție fixă a spectatorului. Imaginea este privită de spectatori prin niște ochelari dotați cu lamele oscilante, care obturează alternativ cîte un ochi. Acești ochelari sînt comandați sincron cu comutarea imaginilor, astfel că fiecare ochi percepe numai un cîmp al imaginii. Mărind luminozitatea tubului de imagine se compensează atenuarea introdusă de faptul că ochiul vede numai jumătate din timp ecranul, iar pe de altă parte se atenuează pîlpîirea imaginii prin creșterea persistenței.

Un alt procedeu constă în utilizarea unui selector colectiv, dispus în fața ecranului de proiecție ca în figura 9.26.

Cu ajutorul unui tub de proiecție și a unui sistem optic se proiectează imaginea în spatele unui ecran translucid (sticlă mată). Între ecran și spectatori se află un cadru cu lamele oscilante, comandate sincron cu comutarea imaginilor, care permite unui grup de spectatori, situați în centru sălii, să vadă imaginile stereoscopice. Acest sistem permite și redarea imaginilor color.

9.4.3.4. REDAREA IMAGINILOR FORMATE PE ECRANE DIFERITE

În cazul în care imaginile formate pe ecrane diferite sînt situate în același plan, procedeele de redare sînt aceleași ca și la § 9.4.3.1.2, și de aceea nu vom reveni asupra lor.

În cazul în care ecranele, și deci și imaginile, sînt situate în plane perpendiculare, suprapunerea imaginilor se face cu ajutorul unei oglinzi semitransparente sau dicroice O, ca în figura 9.27.

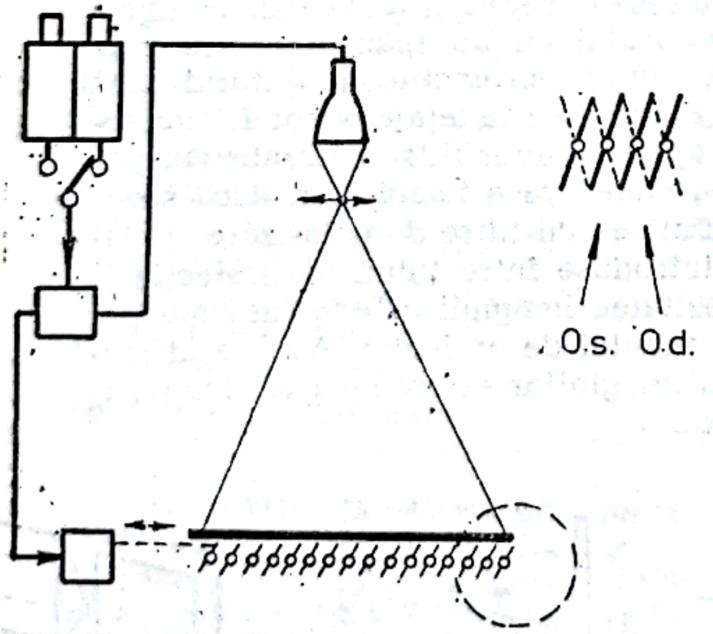


Fig. 9.26. Sistem de redare a imaginilor stereoscopice utilizînd imagini succesive și selector colectiv.

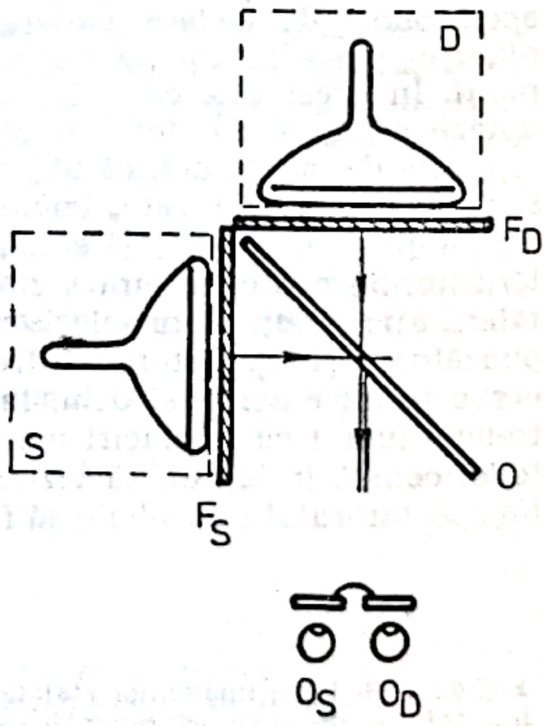


Fig. 9.27. Redarea imaginilor formate pe ecrane diferite situate în plane perpendiculare.

Scanned with OKEN Scanner

Selectarea imaginilor se face cu ajutorul filtrelor colorate sau polaroide, întrepuse între ecran și oglindă. Spectatorul este dotat de asemenea cu ochelari corespunzători, anaglifici sau cu filtre polaroide.

În acest din urmă caz, se pot realiza și imagini color, dar pierderea de lumină este de circa 70%, ceea ce reduce foarte mult luminozitatea imaginii.

9.4.4. PROBLEMA SISTEMELOR DE TELEVIZIUNE CU RELIEF TOTAL ȘI VIZIONARE DIRECTĂ

Sistemele de televiziune în relief stereoscopice prezentate, deși oferă spectatorului senzația de spațiu prezintă totuși unele neajunsuri. Astfel, senzația de relief nu este totală: scena privită, nu-și modifică aspectul dacă spectatorul se deplasează față de ecran. Acest lucru este ușor explicabil dacă ne gîndim, că în cazul procedeelor stereoscopice senzația de relief provine din recepționarea a două imagini recepționate separat cu fiecare ochi, imagini care nu pot fi modificate prin deplasarea spectatorului. Unele din procedeele stereoscopice prezentate nici nu permit, dealtfel, deplasarea spectatorului. În afară de aceasta nici unul din sistemele menționate nu este pe deplin satisfăcător, fie din punct de vedere al restricțiilor impuse spectatorului (poziția fixă, purtarea ochelarilor) fie din punct de vedere al calității imaginii, sau al numărului limitat al celor ce pot privi imaginile în relief.

În afară de cercetările privind posibilitatea redării holografice a imaginilor în mișcare, s-au încercat și unele soluții pentru transmiterea imaginilor de televiziune cu relief total și vizionare directă. Astfel de sisteme își propun reproducerea, prin tehnici de televiziune, a unor imagini în relief care să-și modifice conținutul în funcție de poziția privitorului, privitor care nu trebuie să fie „înarmat" cu ochelari speciali sau alte mijloace de selecție a imaginilor. În astfel de sisteme senzația de relief poate fi constatată și prin privirea cu un singur ochi a scenei, care-și modifică conținutul la modificarea poziției privitorului.

Deoarece prezentarea detaliată a unui astfel de sistem de televiziune ar mări prea mult dimensiunile acestui paragraf, vom expune în cele ce urmează numai principiul care stă la baza realizării lor, descrierea pe larg putîndu-se găsi în literatură [107, 108].

Un astfel de sistem, captează și transmite o imagine a scenei formată din imagini elementare, care, fiecare în parte, redă complet sau parțial scena vizată. O astfel de imagine se obține cu ajutorul unui ansamblu de lentile elementare pe o suprafață, de pe care este preluată apoi cu o cameră de rezoluție ridicată.

Imaginea este reprodusă pe un receptor și este privită prin intermediul unui selector realizat dintr-un ansamblu de lentile similar celui de la captarea imaginii. Senzația de relief provine din faptul, că dintr-o anumită poziție, prin intermediul selectorului lenticular de la recepție, putem vedea anumite puncte ale imaginilor elementare, puncte care compun o anumită vedere a scenei, alta pentru fiecare ochi. Mo-

Scanned with OKEN Scanner

dificîndu-ne poziția față de ecran, vom vedea alte puncte ale imaginilor elementare, care vor compune o altă imagine a scenei ; prin acest tip de metode se pot reda și imagini în relief color.

Deoarece spectatorul are pe verticală o poziție practic fixă față de ecranul receptorului, o simplificare a sistemului se obține dacă se renunță la senzația de relief total pe verticală. O astfel de imagine își va modifica aspectul dacă ne deplasăm pe orizontală, dar va rămîne aceeași dacă ne modificăm poziția numai pe verticală. Redarea reliefului total numai pe orizontală duce la simplificarea selectoarelor lenticulare, care vor fi formate din lentile cilindrice verticale. Trebuie de asemenea menționat că în cazul sistemelor de televiziune în relief care utilizează selectoare lenticulare, este necesar ca ecranul tubului cinescop, pe care se face vizualizarea să fie plat. Utilizarea ecranelor normale, bombate, duce la complicarea excesivă a calculului formei și a realizării practice a selectorului lenticular, afectînd în același timp calitatea imaginii în relief redate.

9.5. SISTEME DE TELEVIZIUNE NUMERICĂ

9.5.1. GENERALITĂȚI

Televiziunea numerică s-a afirmat ca domeniu de perspectivă al tehnicii televiziunii în anii șaptezeci. Presupunînd prelucrarea, înregistrarea, memorarea și transmiterea semnalului de televiziune sub formă numerică, realizarea unor astfel de sisteme de televiziune, care să depășească stadiul de laborator, a fost posibilă numai în urma progreselor înregistrate de tehnologia circuitelor integrate. Aceste progrese au făcut posibilă realizarea de convertoare analog-numerice și numeric-analogice rapide, de memorii monolitice de capacități mari precum și a circuitelor integrate numerice capabile să vehiculeze debite de informație de ordinul a 100÷150 Mbit/s în condițiile scăderii continue a volumului, puterii consumate și a prețului [110—113].

Dezvoltarea tehnicilor de calcul numeric, pătrunderea calculatoarelor și în ultimul timp a microprocesoarelor în domeniul prelucrării semnalului video au impulsionat dezvoltarea televiziunii numerice.

Principalele avantaje ale sistemelor de televiziune numerice, avantaje derivate în principal din proprietățile generale ale transmiterii și prelucrării informației sub formă numerică, sînt următoarele :

— rezistență ridicată la zgomot ;

— posibilitatea realizării unui număr mare de prelucrări ale semnalului, inclusiv stocarea și multiplicarea lui, în condițiile păstrării calității ;

— menținerea calității semnalului în cazul transmiterii pe linii de comunicații lungi, avînd în vedere posibilitatea regenerării de un număr foarte mare de ori a semnalului numeric precum și posibilitatea utilizării codurilor detectoare și corectoare de erori ;

Scanned with OKEN Scanner

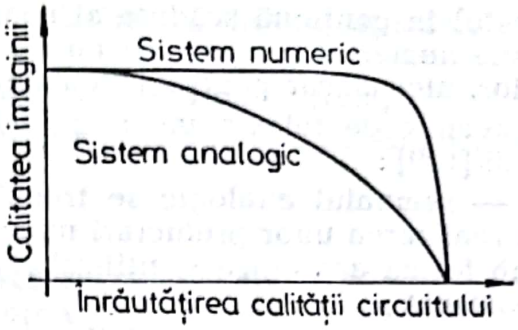


Fig. 9.28. Dependența calității imaginii de calitatea circuitelor.

— posibilitatea de a utiliza canale de transmitere a semnalelor cu parametrii mai puțin critici decît în cazul sistemelor analogice ;

— semnalul de televiziune numeric, privit prin prisma multiplelor posibilități de prelucrare numerică existente, devine extrem de flexibil, putîndu-se realiza asupra lui prelucrări foarte greu sau chiar imposibil de realizat analogic ;

— semnalul de televiziune numeric poate fi accesibil sistemelor de calcul numeric (calculatoarelor), ceea ce duce la posibilitatea realizării unor aplicații bazate pe extragerea și utilizarea informației conținute de semnalul video ;

— avantaje tehnologice și funcționale specifice tehnicilor numerice ; astfel, se poate da ca exemplu faptul că înrăutățirea calității circuitelor în sistemele numerice nu afectează în aceeași măsură calitatea imaginii, ca în cazul sistemelor analogice (v. fig. 9.28).

Dintre dezavantajele sistemelor analogice menționăm :

— semnalul este puțin rezistent la zgomote și acestea odată suprapuse peste semnal nu mai pot fi separate ;

— toate elementele canalului trebuie să fie liniare (cu excepția corectoarelor de γ) și stabile, erorile de neliniaritate odată introduse compensîndu-se greu ;

— canalul de transmisie trebuie să respecte cu rigurozitate o serie de parametri referitori la caracteristicile amplificare—frecvență, fază—frecvență, caracteristica tranzitorie etc.

Evident că și sistemele de televiziune numerice au unele dezavantaje. Menționăm dintre acestea :

— banda mare necesitată de sistemele care transmit imagini în mișcare ;

— complexitatea aparaturii, care necesită mai multe componente, conexiuni, conectoare și consumă mai multă putere.

Există de asemenea factori care frînează, cel puțin momentan, dezvoltarea sistemelor de televiziune numerice. Astfel perfecționările tehnologiei circuitelor integrate au dus și la crearea de circuite integrate liniare (analogice) care au făcut posibilă perfecționarea metodelor și aparaturii analogice de prelucrare a semnalelor. În ceea ce privește dezvoltarea sistemelor numerice destinate televiziunii radiodifuzate lipsa unor standarde internaționale frînează producerea de echipamente de studio numerice complexe.

Scanned with OKEN Scanner

Prețul în continuă scădere al aparaturii destinate sistemelor de televiziune numerică, se pare că nu va mai constitui o piedică în răspîndirea lor, nici măcar pentru sistemele în circuit închis de uz larg [110].

Sistemele de televiziune numerică pot fi realizate în principal pe două căi [109]:

1. — semnalul analogic se transformă în semnal numeric numai pentru realizarea unor prelucrări numerice, după care este convertit din nou sub formă analogică și utilizat mai departe folosind aparatura clasică existentă;

2. — transformarea imaginii în semnal numeric și transformarea inversă a semnalului numeric în imagine are loc numai în dispozitivele de conversie lumină-semnal și semnal-lumină, în restul sistemului semnalul fiind prelucrat și vehiculat numai sub formă numerică.

Sistemele de primul tip sînt caracteristice nivelului atins în practică de sistemele de televiziune numerică actuale, în special în domeniul televiziunii radiodifuzate.

Sistemele de al doilea tip sînt realizate în prezent numai ca sisteme de televiziune numerică aplicată și/sau în circuit închis.

Amintim în cele ce urmează cele mai răspîndite tipuri de aplicații ale sistemelor de televiziune numerică existente în prezent.

În domeniul televiziunii radiodifuzate se utilizează aparatură numerică care realizează funcții pe care aparatura analogică le realizează greu, prost și cu aparatură complexă sau chiar nu pot fi realizate. Se utilizează astfel pe scară largă:

— convertoare numerice de standard;
— aparatură numerică pentru efecte speciale;
— sincronizatoare de cadru;
— aparatură pentru reducerea zgomotului și altele.

Se estimează [109] că pînă la sfîrșitul deceniului se va trece în acest domeniu de la acest stadiu, la nivelul realizării unor studiouri complet digitalizate. Pentru a ne face o imagine asupra nivelului atins în realizarea aparaturii numerice de studio vom da următorul exemplu: convertorul numeric de standard portabil LT1200, realizat în anul 1980 de o firmă japoneză [111] este de 5 ori mai mic decît modelul produs cu numai un an înainte, de 15 ori mai mic decît modelul din 1975 și de 65 de ori mai mic decît modelul din 1970. LT1200 are dimensiunile de 266×450×610 mm, 41 kg, și consumă numai 350 VA, realizînd, în afară de conversia semnalelor de televiziune color între oricare două din patru sisteme color (NTSC, PAL, PALM, SECAM), și unele funcții speciale.

În domeniul televiziunii aplicate sistemele numerice se utilizează în:

— aplicații spațiale, unde se beneficiază de rezistența ridicată la zgomot a semnalului numeric, în condițiile utilizării unor emițătoare de puteri mici;

— aplicații militare, unde se poate asigura ușor secretul transmisiei printr-o codare corespunzătoare a semnalului;

— transmiterea de imagini statice sau lent variabile pe linii de bandă îngustă;

Scanned with OKEN Scanner

— sisteme de televiziune în circuit închis cu aplicații diverse dintre care citățm :

— sisteme de ochi artificiali pentru roboți industriali ;

— sisteme de analiză și prelucrare a imaginilor în scopuri de cercetare etc.

9.5.2. PRINCIPIILE DE BAZĂ ALE SISTEMELOR DE TELEVIZIUNE NUMERICĂ

Semnalul de televiziune numeric se obține din semnalul de televiziune analogic în urma operațiilor de eșantionare, cuantizare și codare.

În urma operației de *eșantionare* semnalul analogic, continuu în timp, este înlocuit cu o succesiune de eșantionare, prelevate la momente discrete de timp. Intervalele de timp la care are loc eșantionarea pot fi egale, în cazul *eșantionării uniforme*, sau inegale, în cazul *eșantionării neuniforme*.

Procesul de *cuantizare* constă în înlocuirea domeniului continuu de valori ale eșantioanelor cu un șir discret de valori ; aceasta se realizează prin rotunjirea valorii eșantioanelor la cea mai apropiată valoare a unui șir de valori, numite *nivele de cuantizare*. Distanța dintre două nivele de cuantizare constituie pasul de cuantizare (sau o cuantă), pas care poate fi constant în cazul *cuantizării uniforme*, sau variabil, în cazul *cuantizării neuniforme* (logaritmice de exemplu).

Aproximarea valorii eșantionului prin valoarea nivelului de cuantizare cel mai apropiat duce la apariția unei distorsiuni neliniare specifice numite *zgomot de cuantizare*. Zgomotul de cuantizare limitează superior valoarea raportului semnal/zgomot ce se poate obține într-un anumit sistem de televiziune numeric.

Prin operația de *codare*, valoarea fiecărui eșantion, caracterizată cel mai adesea prin numărul de cuante, este exprimată sub forma unei combinații de cod reprezentată printr-un șir de simboluri. În sistemul binar, pentru transmiterea unei combinații de cod corespunzătoare unui număr de maxim N nivele de cuantizare, va fi necesar un șir de n simboluri binare (0 sau 1), unde n poate fi determinat din inegalitatea :

$$2^{n-1} \leqslant N \leqslant 2^n. \tag{9.1}$$

Dacă notăm cu f_e frecvența de eșantionare debitul de informație al semnalului numeric obținut va fi :

$$C = f_e \cdot n \quad \text{[bit/s]}. \tag{9.2}$$

Banda de frecvență B necesară pentru transmiterea acestui semnal are aproximativ aceeași valoare :

$$B \cong C \text{ [Hz]}. \tag{9.3}$$

În condiții normale (v. § 9.5.2.1), debitul de informație necesar pentru transmiterea, fără distorsiuni vizibile, a unui semnal de televiziune standard este de cca 100—120 M bit/s. Transmiterea unui astfel de debit

Scanned with OKEN Scanner

de informație printr-un canal de comunicații este inacceptabilă din punct de vedere economic, de aceea una din principalele probleme ale sistemelor de televiziune numerice o constituie micșorarea debitului de informație și implicit micșorarea benzii necesare. În acest scop s-au imaginat procedee de eșantionare, cuantizare și codare care să permită acest lucru, procedee care vor fi amintite și în cele ce urmează.

9.5.2.1. EȘANTIONAREA SEMNALULUI DE TELEVIZIUNE

La obținerea semnalului de televiziune numeric ambele metode de eșantionare, uniformă și neuniformă, sînt utilizate.

În cazul eșantionării uniforme, care este folosită cel mai des, după cum se știe din teorema eșantionării, un semnal cu spectrul limitat superior de frecvența f_s poate fi reconstituit din eșantioanele prelevate cu o frecvență $f_e \geqslant 2f_s$. Frecvența de tăiere f_f a filtrului trece jos (FTJ) ideal cu care se face reconstituirea semnalului (v. fig. 9.30, b) trebuie să îndeplinească condiția :

$$f_s \leqslant f_f \leqslant f_e - f_s. \tag{9.4}$$

Avînd în vedere că în cazurile reale nu se pot îndeplini toate condițiile teoremei eșantionării (de exemplu impulsurile de eșantionare nu sînt infinit scurte, iar FTJ nu este ideal), în practică se ia :

$$f_e = k \cdot 2f_s, \tag{9.5}$$

unde $k > 1$, avînd valori între limitele $k = 1{,}1 \div 1{,}5$.

O problemă care apare în cazul eșantionării uniforme este cea a poziției eșantioanelor în cadrul imaginii. Poziția fixă a eșantioanelor în cadrul imaginii este de preferat [109], aceasta aducînd avantaje din punctul de vedere al eliminării unor distorsiuni ale imaginii și din punctul de vedere al simplificării aparaturii de prelucrare a semnalului de televiziune numeric.

O structură de discretizare fixă, în care același eșantion ocupă aceeași poziție în cadrul imaginii, se obține prin sincronizarea frecvenței de eșantionare cu frecvența liniilor f_H și/sau cu frecvența cadrelor f_C. Exemple de astfel de structuri de distretizare a imaginii sînt date în figura 9.29. În cazul structurii ortogonale (fig. 9.29, a) $f_e = k \cdot f_H$, iar în cazul structurii decalate pe linii (fig. 9.29, b) $f_e = (2k+1)f_H/2$, unde k = întreg. Structura decalată pe cîmpuri se poate obține fie cu $f_e = kf_H + f_C$, fie cu $f_e = kf_H$ și cu inversarea fazei frecvenței de eșantionare la fiecare cîmp.

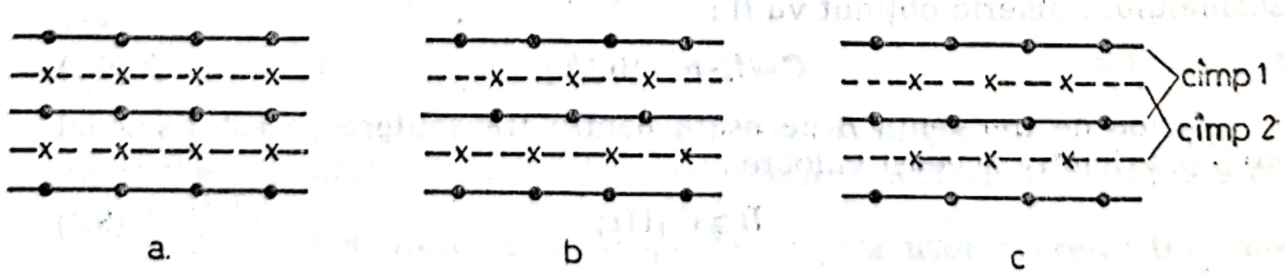


Fig. 9.29. Exemple de structuri de discretizare fixe: *a* — structură ortogonală; *b* — structură decalată pe linii (în șah pe linii); *c* — structură decalată pe cîmpuri (în șah pe cîmpuri).

În sistemele color NTSC și PAL, unde este preferabilă utilizarea unei frecvențe de eșantionare multiplu al frecvenței subpurtătoare de culoare, se alege uneori ca frecvență de eșantionare armonica a treia a acestei subpurtătoare. În acest caz $f_e \cong 13{,}3$ MHz, în sistemul PAL și $f_e \cong 10{,}7$ MHz în sistemul NTSC. În cazul sistemului PAL, considerînd necesari 8 biți pentru codarea unui eșantion (256 nivele de cuantizare, v. § 9.5.1.2) se obține un debit de informație $C = 8 \cdot 13{,}3 = 106{,}4$ Mbit/s. Această valoare trebuie privită ca valoare minimă, avînd în vedere necesitatea transmiterii simultane și a unor informații suplimentare absolut necesare ca : informația pentru sincronizarea transmisiei digitale, sunetul. Valoarea debitului de informație necesar este în acest caz în jur de 120 Mbit/s, ceea ce este mult prea mult pentru a asigura o transmisie economică.

Una din metodele folosite des în televiziunea numerică constă în utilizarea unei frecvențe de eșantionare mai mică decît cea rezultată din teorema eșantionării. Distorsiunile produse de suprapunerea spectrelor (v. fig. 9.30, c) se evită prin alegerea frecvenței de eșantionare ca multiplu impar al frecvenței $f_H/2$, profitînd de structura discretă a spectrului semnalului de televiziune. Separarea semnalului util (Y în fig. 9.30) nu se mai poate face cu un FTJ, fiind necesar un filtru pieptene cu caracteristica reprezentată schematic în figura 9.30, e. În cazul semnalelor color (v. fig. 9.30, *f*) unde spectrele semnalelor de luminanță și culoare sînt deja întrepătrunse se utilizează o frecvență de eșantionare multiplu întreg a frecvenței $f_H/4$, separarea realizîndu-se cu un filtru pieptene corespunzător (v. fig. 9.30, g). După cum se poate vedea din figura 9.31 [109] scăderea frecvenței de eșantionare pînă la dublul frecvenței subpurtătoare de culoare PAL (8,86 MHz) nu afectează prea mult calitatea imaginii.

O micșorare a debitului de informație necesar se poate obține și prin utilizarea eșantionării neuniforme. Ideea acestei metode constă în aceea că frecvența de eșantionare fiind variabilă, și utilizîndu-se o frecvență mai mică de eșantionare în zonele lent variabile ale semnalului video se poate obține o frecvență de eșantionare medie mai mică decît cea rezultată din teorema eșantionării ($2 \cdot f_s$).

9.5.2.2. CUANTIZAREA SEMNALULUI DE TELEVIZIUNE

După cum am menționat la începutul § 9.5.2, în urma cuantizării semnalului, apare o diferență în semnalul obținut față de semnalul original, diferență numită zgomot de cuantizare.

În cazul cuantizării uniforme nivelul minim teoretic al zgomotului în sistemul respectiv este reprezentat de zgomotul de cuantizare. Valoarea maximă a raportului semnal/zgomot obtenabilă potențial într-un astfel de sistem, utilizînd N nivele de cuantizare, se poate calcula cu relația [109] :

$$F_q = 10 \cdot 1g \frac{6v^2 N^2 f_e}{f_s}, \text{ [dB]} \qquad (9.6)$$

unde v este coeficientul de utilizare al domeniului de cuantizare și este egal cu raportul dintre numărul nivelelor de cuantizare necesar pentru

Scanned with OKEN Scanner

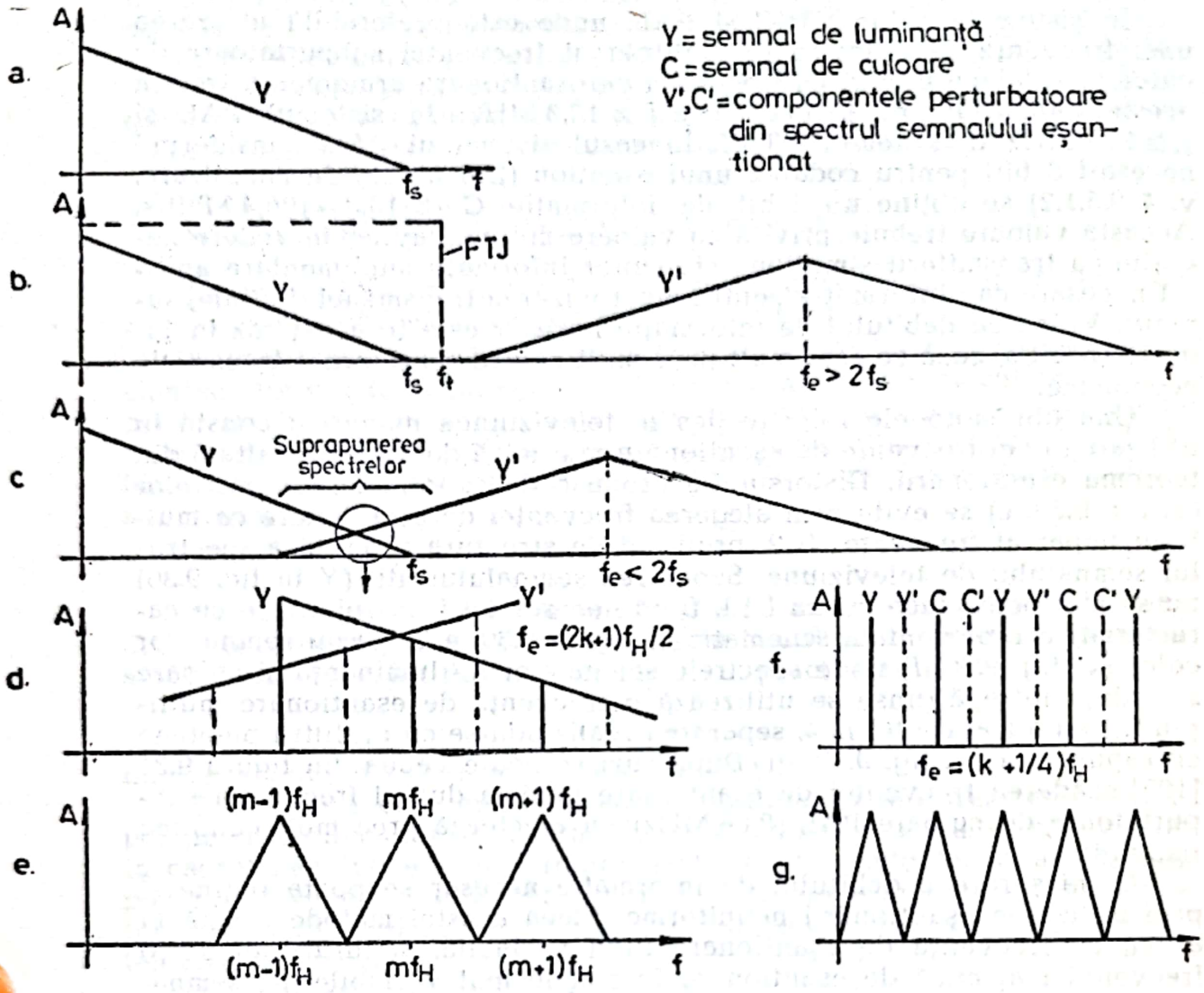


Fig. 9.30. Poziția spectrelor în cazul eșantionării uniforme: *a* — spectrul semnalului de televiziune; *b* — poziția spectrelor în cazul respectării teoremei eșantionării, $f_e > 2f_s$; *c* — suprapunerea spectrelor în cazul $f_e < 2f_s$; *d* — posibilitatea întrepătrunderii spectrelor în cazul utilizării unei frecvențe de eșantionare multiplu al jumătății frecvenței liniilor; *e* — caracteristica filtrului pieptene utilizabilă în cazul *d*; *f* — întrepătrunderea spectrelor în cazul semnalelor pentru televiziunea în culori; *g* — caracteristica filtrului pieptene de separare utilizabilă în cazul *f*.

cuantizarea semnalului video, fără impulsurile de sincronizare, și numărul total de nivele de cuantizare.

În tabelul 9.3 sînt date valorile raportului semnal/zgomot calculate cu relația de mai sus, pentru diverse valori ale lui N, n ($N = 2^n$), pentru $\nu = 0{,}7$ și $\nu = 1$, cu $f_e = 2f_s$.

Zgomotul de cuantizare se manifestă pe imaginile alb-negru ca contururi false, observabile mai ușor pe suprafețele mari, în special în zona negrului și pe imaginile în mișcare.

Experimental s-a observat că zgomotul de cuantizare devine neobservabil și pe imaginile în mișcare pentru combinații de cod cu 8 biți, deci pentru 256 de nivele de cuantizare, în cazul cuantizării uniforme.

Scanned with OKEN Scanner

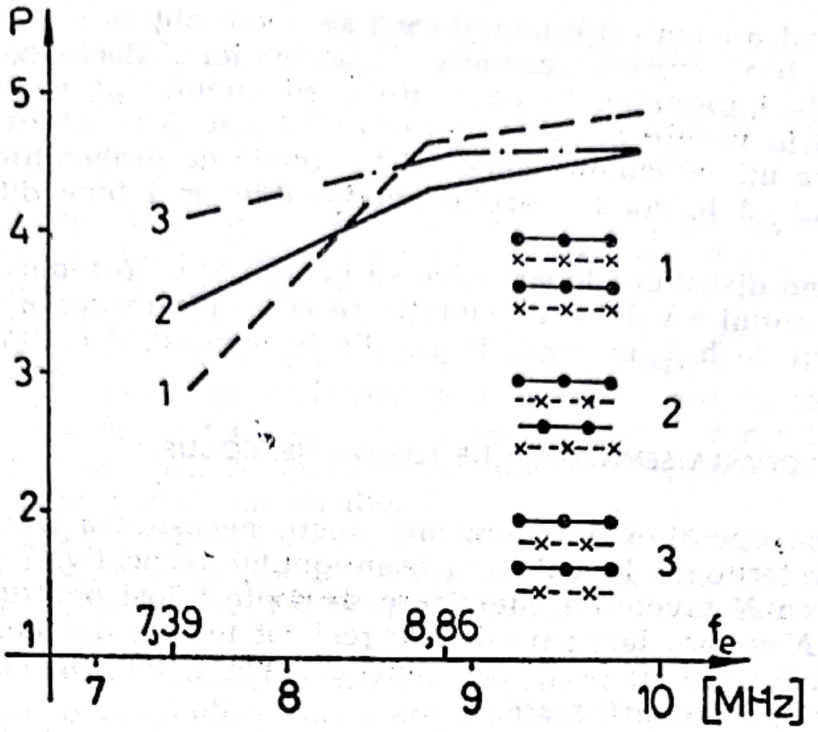


Fig. 9.31. Dependența calității imaginii de valoarea frecvenței de eșantionare.

Tabelul 9.3

Valorile maxime ale raportului semnal/zgomot ce se pot obține în sistemele de televiziune numerice cu cuantizare uniformă

Nr. de biți n	Nr. de nivele de cuantizare N	F_q [dB]	
		$\nu=0,7$	$\nu=1$
1	2	13,71	16,81
2	4	19,74	22,83
3	8	25,76	28,85
4	16	31,78	34,87
5	32	37,8	40,89
6	64	43,82	46,92
7	128	49,84	52,94
8	256	55,86	58,96
9	512	61,88	64,98
10	1 024	67,9	71
12	4 096	79,94	83,04
14	16 384	91,98	95,08
16	65 536	104,02	107,12

Același număr de biți este necesar și pentru codarea semnalului de televiziune color complet.

În cazul sistemelor de televiziune aplicată numerice numărul de biți poate varia, în funcție de necesitățile aplicației între 2 și 16, deci numărul nivelelor de cuantizare între 4 și 65 536 [114, 115].

Scanned with OKEN Scanner

Utilizînd o cuantizare neuniformă se poate obține o reducere a numărului de biți necesari transmiterii informației și deci și o reducere a debitului de informație. În cazul utilizării cuantizării neuniforme trebuie avută în vedere atît distribuția probabilistică a valorilor semnalului pentru a utiliza cuante mai mici în zonele de probabilitate maximă, cît și faptul că în zona negrului sînt vizibile mai bine diferențele de nivel.

Utilizînd distribuții logaritmice se poate obține o reducere la jumătate a numărului nivelelor de cuantizare și deci micșorarea cu o unitate a numărului de biți necesari, în condițiile menținerii calității imaginii.

9.5.2.3. CODAREA SEMNALULUI DE TELEVIZIUNE. CODURI

În urma operației de cuantizare apare necesitatea transmiterii informației referitoare la valoarea eșantionului respectiv. În cazul unei cuantizări cu N nivele de cuantizare se poate folosi pentru aceasta un simbol cu N valori, lucru posibil de realizat tehnic, dar neconvenabil: semnalul utilizat ar fi puțin rezistent la zgomot, iar complexitatea circuitelor electronice ar fi mare.

Se utilizează de aceea mai multe simboluri, fiecare simbol luînd un număr mic de valori. Codarea constă deci în alocarea unei combinații dintr-un sistem de simboluri pentru fiecare din nivelele de cuantizare. Sistemul de simboluri poate conține două simboluri și atunci avem un sistem binar, trei simboluri într-un sistem ternar, patru într-un sistem cuaternar etc. Pentru reprezentarea informației în aparatura numerică, după cum se știe, se utilizează sistemul binar, dar în transmiterea semnalelor pe canalele de comunicație se pot utiliza și sisteme de ordinul n, ca de exemplu sistemele ternare.

Un sistem cu mai multe simboluri are avantajul că la același debit de informație debitul de simboluri este mai mic. Rezultă în consecință că sistemul binar, pe lîngă toate avantajele sale, prezintă dezavantajul celui mai mare debit de simboluri, pentru un anumit debit de informație.

Codurile folosite în diverse puncte ale unui sistem de televiziune numeric pentru reprezentarea aceluiași eșantion pot fi diferite, în funcție de necesități. Aceste coduri pot fi împărțite în patru grupe [109]:

— coduri pentru codarea semnalului de televiziune;

— coduri pentru transmiterea pe canalul de comunicații;

— coduri pentru asigurarea convenabilă a decodării și sincronizării la recepție;

— coduri pentru prelucrarea numerică a semnalului.

Tratarea în detaliu a problemei codării depășește cadrul lucrării de față, amănunte putînd fi găsite de exemplu în [109] capitolul 3 sau în lucrările de specialitate.

Vom menționa numai că în urma conversiei analog numerice a semnalului de televiziune acesta este reprezentat în aparatura numerică de televiziune utilizînd coduri binare. Dintre codurile binare cele mai utilizate menționăm codul binar natural și codul Gray.

Scanned with OKEN Scanner

9.5.2.4. CODAREA DIFERENȚIALA A SEMNALULUI DE TELEVIZIUNE

Una din metodele des întrebuințate în televiziunea numerică pentru micșorarea debitului de informație necesar a fi transmis este codarea diferențială.

Sistemele de conversie care utilizează metode de codare diferențială generează ca semnale de ieșire combinații de cod care reprezintă diferența între valoarea a două eșantioane succesive sau între eșantionul curent și o valoare prezisă pe baza analizei unui șir de eșantioane precedente. Metodele de codare diferențială sînt eficiente atunci cînd semnalele sînt puternic redondante, ceea ce este cazul cu semnalul de televiziune. În acest caz codarea diferenței semnalelor menționate necesită un număr mai mic de simboluri, de unde și necesitatea de a transmite un debit mai mic de informație.

Sistemele de codare diferențială sînt sisteme cu reacție, în care semnalul de reacție se obține, la un tip de metode, prin întîrzierea semnalului analogic de intrare, iar la alt tip de metode prin întîrzierea semnalului numeric de ieșire. Acest al doilea grup de metode este cunoscut sub numele de modulația impulsurilor în cod diferențială (MICD). În televiziune o răspîndire mai mare au căpătat metodele MICD. Un caz particular îl reprezintă modulația delta, în care se transmite numai semnul diferenței, modulație folosită și ea în unele aplicații de televiziune numerică.

Metodele MICD utilizate în televiziune pot fi clasificate în trei grupe, în funcție de durata întîrzierii sau memorării semnalului în circuitele de reacție :

1 — codare inter-elemente, cînd întîrzierea are valoarea unuia sau mai multor intervale de eșantionare ;

2 — codare inter-linii, cînd întîrzierea are valoarea unei sau mai multor linii ;

3 — codare inter-cadre, cînd întîrzierea are valoarea unuia sau mai multor cadre.

Schema bloc a unui sistem cu MICD este dată în figura 9.32. S_{ip} este valoarea estimată de predictor pentru eșantionul precedent, de regulă

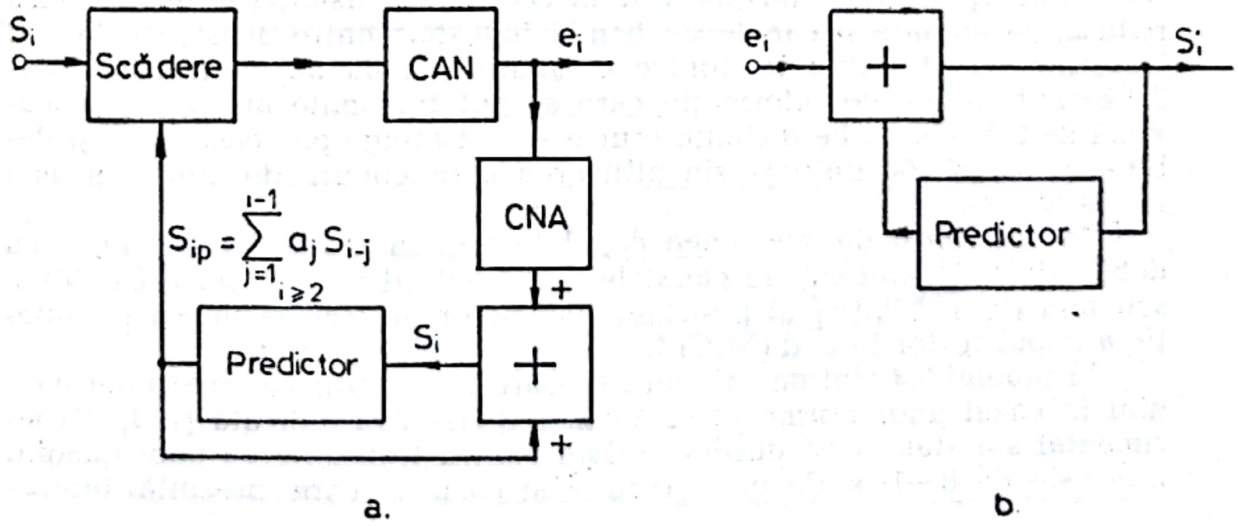


Fig. 9.32. Schema-bloc a unui sistem cu MICD.

Scanned with OKEN Scanner

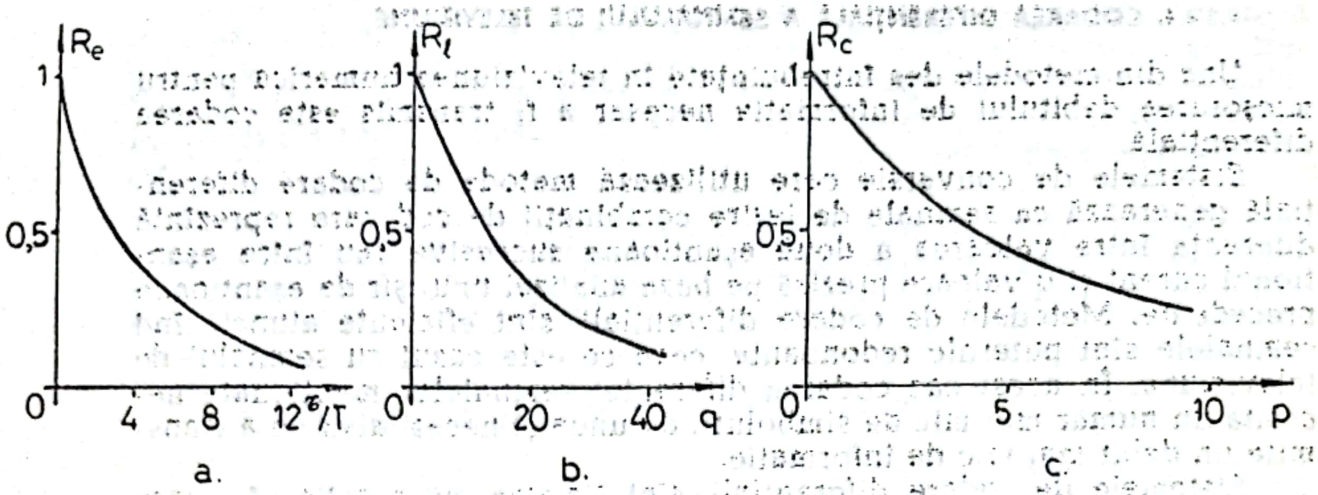


Fig. 9.33. Coeficientul de corelație al semnalului de televiziune: *a* — în lungul liniei; *b* — între linii; *c* — între cadre.

pe baza celor *i*—1 eșantioane precedente. La ieșire se transmite semnalul e_i care reprezintă codul diferenței $S_i - S_{i_p}$. La recepție din e_i se reconstituie semnalul S_i care provine din S_i plus zgomotul de cuantizare.

Avînd în vedere puternica corelație existentă între cadrele succesive (v. fig. 9.33, după [109]), o importanță deosebită au metodele de codare inter-cadre. Este de reținut că în timp ce codarea inter-elemente duce la distorsionarea detaliilor imaginii, codarea inter-cadre duce la distorsionarea elementelor în mișcare, care este mai puțin importantă.

9.5.2.5. TRANSMITEREA SEMNALULUI DE TELEVIZIUNE SUB FORMĂ NUMERICĂ

Transmiterea semnalelor de televiziune numerice ridică probleme în sistemele în care este necesară transmiterea semnalelor la distanțe relativ mari și unde apare problema utilizării canalelor de transmitere a informației existente.

În cazul transmiterii imaginilor fixe sau lent variabile, prin stocarea informației corespunzătoare unui cadru și transmiterea ei cu viteză redusă, se pot folosi canale de bandă îngustă. Dintre acestea cele mai importante sînt liniile telefonice obișnuite, cu banda de trecere 0,3—3,4 kHz. Debitele de informație care se pot transmite au valoarea maximă de 9 600 bit/s. Pe distanțe scurte se pot atinge pe aceste linii și debite mai mari (64 kbit/s) prin utilizarea unor coduri de linie cu mai multe nivele.

Se pot folosi de asemenea canalele de sunet ale radioreleelor (cu debite de 16,32 kbit/s), sau canalele reprezentînd nivelul zero (64 kbit/s) sau unu (2,048 Mbit/s) al ierarhiei sistemelor de transmisie cu modulație a impulsurilor în cod (MIC) *.

În tabelul 9.4 sînt dați timpii necesari pentru transmiterea unei imagini în cazul unor norme utilizate în televiziunea aplicată [109]. Experimental s-a stabilit că durata optimă pentru transmiterea unei imagini fixe este de 8—15 s, de unde rezultă și cazurile care prezintă interes

* PCM — pulse code modulation în literatura de limbă engleză.

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 9.4

Timpii de transmitere a unei imagini pentru diferite sisteme de televiziune aplicată numerice

Debitul de informație [bit/s]	Nr. de biți pe element de imagine	Nr. de nivele de cuantizare	Numărul de elemente al unei imagini				
			128×128	128×256	256×256	256×512	512×512
			Timpul de transmitere [s]				
9 600	4	16	6,827	13,653	27,307	54,613	109,227
	6	64	10,240	20,480	40,960	81,920	163,840
	8	256	13,653	27,307	54,613	109,227	218,453
64 000	4	16	1,024	2,048	4,046	8,192	16,384
	6	64	1,536	3,072	6,144	12,288	24,576
	8	256	2,048	4,096	8,192	16,384	32,768

pentru aplicațiile practice. Vom remarca de asemenea că imaginea cu 512×512 elemente de imagine și 8 bit/element, are practic calitatea imaginii utilizate în televiziunea radiodifuzată.

În cazul transmiterii imaginilor în mișcare și/sau color, debitul de informație, în cazul codării directe, atinge după cum am văzut, valori de ordinul a 120 Mbit/s. Problema care apare în acest caz este utilizarea eficientă a canalelor ierarhiei sistemelor de transmisie cu MIC existente.

În tabelul 9.5 sînt date principalele variante de ierarhii în sistemele MIC existente în prezent. Se observă că transmiterea debitului de informație corespunzător unui semnal de televiziune standard ar ocupa practic un canal din nivelul patru al ierarhiei, ceea ce este complet neeconomic.

De aceea, una din problemele de bază în realizarea sistemelor de televiziune radiodifuzată o constituie micșorarea debitului de informație astfel încît să se ocupe un canal din nivelul trei al ierarhiei, deci cca 34 Mbit/s în Europa și cca 32 Mbit/s în S.U.A., Japonia sau cel puțin să se poată transmite minimum 2 programe pe un canal din nivelul patru al ierarhiei.

Tabelul 9.5

Ierarhizarea sistemelor de transmisiuni cu MIC.

Nivelul ierarhiei	0	1	2	3	4	5	Utilizată în
Variante de ierarhie [Mbit/s]	0,064	2,048	8,448	34,368	139,264	565,148	Europa
	0,064	1,544	6,312	32,064	97,728	397,200	SUA Japonia
Căi de transmitere posibile	Cablu simetric de J.F.	Cablu simetric de J.F.	Cablu simetric, cablu coaxial, radioreleu	Cablu coaxial, radioreleu, ghid de undă fibre optice, linii satelit	Cablu coaxial, ghid de undă, fibre optice, radioreleu	Cablu coaxial, ghid de undă, fibre optice	

Scanned with OKEN Scanner

9.5.2.6. METODE ŞI SISTEME DE REDUCERE A DEBITULUI DE INFORMAŢIE ÎN SEMNALUL DE TELEVIZIUNE NUMERIC

Metodele folosite pentru reducerea debitului de informaţie în semnalul de televiziune numeric au la bază procedee care utilizează fie redondanţa semnalului de televiziune, fie aproximează semnalul de televiziune, într-un mod care să nu fie sesizabil de observator, fie un hibrid între cele două procedee. Aceste metode, dintre care unele special concepute, permit reducerea cu pînă la 50% a debitului de informaţie.

Cerinţa utilizării unui canal din nivelul trei al ierarhiei sistemelor de transmisie cu MIC impune însă reducerea cu cca 70% a acestui debit. Sistemele concepute să facă faţă acestei cerinţe utilizează o combinaţie de două sau mai multe metode, în scopul reducerii debitului de informaţie, păstrînd un nivel ridicat al calităţii imaginii.

Metodele avute în vedere acţionează fie asupra procesului de conversie, în una din etapele sale (eşantionare, cuantizare, codare), fie asupra semnalului video complex, înaintea procesului propriu-zis de conversie.

Sistemele practice, utilizează, în scopul amintit anterior, mai mult metode acţionînd simultan chiar asupra celor trei etape ale procesului de conversie, şi eventual şi asupra semnalului analogic de intrare.

În cele ce urmează vor fi trecute în revistă succint, principalele metode şi sisteme de reducere a debitului de informaţie utilizabile de sistemele de televiziune numerică.

1. **Eşantionarea neuniformă** (v. § 9.5.2.1).

2. **Eşantionarea cu o frecvenţă mai mică** decît dublul frecvenţei video maxime ($f_e < 2f_s$). Pentru ambele metode s-au dat detalii de principiu în § 9.5.2.1 ; cu această din urmă metodă se poate reduce debitul de informaţie cu cca 30% din valoarea obţinută prin metodele „clasice".

3. **Cuantizarea neuniformă,** expusă principial în § 9.5.2.2. Una din legile logaritmice experimentate este :

$$Z = f_S(x) = \ln (1+ax)/ln (1+a). \tag{9.7}$$

Această lege este caracterizată de parametrul $S = a/\ln(1+a)$. Valorile optime pentru S, găsite experimental, se află între 7 şi 18. Această lege este similară, ca formă, cu legea de codare μ [116] utilizată la codarea semnalelor vocale.

4. **Compandarea analogică a semnalului video,** înainte de cuantizare, bazată principial pe aceleaşi proprietăţi ale perceperii semnalului de televiziune, ca şi metoda anterioară. Reducerea debitului de informaţie realizată este de 1 bit/element de imagine [117].

5. **Codarea diferenţială,** metodă tratată în § 9.5.2.4.

6. **Codarea cu element precedent.** Metoda [117] se bazează pe observaţia că în multe cazuri (70÷80%) un eşantion din semnalul de televiziune este egal cu eşantionul precedent. Folosind un cod adecvat (cod Huffman) care alocă pentru cuvîntul cel mai frecvent („egal cu elementul precedent") o combinaţie de cod mai scurtă, se poate reduce debitul de informaţie. Reducerea obţinută este de circa 2 : 1.

Scanned with OKEN Scanner

7. Codarea lungimii seriei. Metoda [109] se bazează pe un principiu similar cu al metodei anterioare. În semnalul de televiziune s-au observat serii de eşantionare cu aceeaşi valoare. Înlocuind transmiterea repetată a acestui eşantion cu transmiterea valorii urmată de lungimea seriei se poate obţine o reducere a debitului informaţiei.

8. **Codarea brut-fin.** Această metodă, bazată atît pe redondanţa semnalului cît şi pe aproximarea sa, reuşeşte să reducă de două ori numărul de biţi necesari pentru transmiterea informaţiei pentru un eşantion. Metoda, descrisă pe larg în [117], realizează reducerea amintită, transmiţînd, din combinaţia de cod care reprezintă un eşantion, fie biţii cei mai semnificativi (informaţia „brută"), fie pe cei mai puţini semnificativi (informaţia „fină"), urmînd ca ceilalţi să fie adăugaţi la recepţie.

9. **Codarea utilizînd zgomotul pseudo-aleator.** Metoda, numită şi metoda mascării distorsiunilor, se bazează pe faptul că ochiul este deranjat mai mult de caracterul discret al scării de gri, caracter dobîndit în urma cuantizării, decît de un zgomot aleator aditiv. Şi aceasta datorită posibilităţii ochiului de a media zgomotul aditiv (pseudo) aleator, în timp ce zgomotul de cuantizare apare sub forma unor contururi false la care ochiul este foarte sensibil. Conversia utilizînd această metodă se realizează prin adăugarea unui zgomot pseudo-aleator semnalului înainte de cuantizare, la codare (emisie) şi scăderea lui, din semnalul decodificat, în decodor (la recepţie). Există şi procedee la care la recepţie nu se mai scade zgomotul. Se preferă utilizarea zgomotului pseudo-aleator deoarece el poate fi generat foarte uşor numeric.

Zgomotul adăugat poate fi unidimensional sau bidimensional. Zgomotul bidimensional se generează sub forma unor dreptunghiuri, cu număr egal de elemente de imagine pe orizontală şi verticală, care se suprapun peste imagine.

Debitul de informaţie scade aproximativ la jumătate pentru o calitate corespunzătoare a imaginii [109, 118].

10. **Codarea pe subbenzi de frecvenţă.** Metoda se bazează ca şi în cazul precedent pe sensibilitatea diferită a ochiului la componentele de joasă şi înaltă frecvenţă ale semnalului video. Ea constă în separarea semnalului, cu ajutorul unor filtre, în două subbenzi delimitate de o frecvenţă f_e: banda de „jos" conţine spectrul de joasă frecvenţă, banda de „sus" pe cel de înaltă frecvenţă. Semnalul de joasă frecvenţă se eşantionează cu frecvenţă mică şi se codează cu un număr ridicat de biţi/eşantion, iar semnalul de înaltă frecvenţă se eşantionează cu o frecvenţă de eşantionare mare şi se codează cu un număr redus de biţi/eşantion. După codare semnalele se multiplexează înainte de a fi transmise. Reducerea debitului de informaţie atinge 40% [117].

11. În afară de aceste metode mai menţionăm că semnalul de televiziune analogic mai prezintă unele „rezerve" care permit micşorarea debitului de informaţie. Astfel, utilizarea intervalelor de stingere pentru transmiterea informaţiei numerice duce la o scădere cu cca 22% [119] a debitului de informaţie.

Dintre sistemele pentru reducerea debitului de informaţie menţionăm numai pe cel pus la punct de specialiştii de la BBC [113, 119], care au reuşit codarea directă a semnalului de televiziune color complet la o viteză de 34 Mbit/s.

Scanned with OKEN Scanner

Ansamblul de metode utilizate a fost :

— eşantionarea sub frecvenţa impusă de teorema eşantionării ;

— codarea diferenţială, utilizînd cuantizarea neuniformă şi un predictor inter-cadre ;

— utilizarea intervalelor de stingere pentru transmiterea informaţiei numerice.

9.5.3. SISTEME PRACTICE DE TELEVIZIUNE NUMERICA ÎN CIRCUIT ÎNCHIS

Pentru a ilustra nivelul atins în realizarea de sisteme de televiziune în circuit închis numerice vom da cîteva exemple de sisteme produse de unele firme.

În figura 9.34 este prezentată schema bloc a unităţii de comandă al unui sistem de televiziune destinat transmiterii de imagini pe linii telefonice [110]. Sistemul realizează transmiterea unei imagini cu 128 linii×128 puncte×16 nivele de gri (4 bit) în 8 secunde, utilizînd semnale modulate în frecvenţă. Imaginea poate fi înmagazinată pe un magnetofon cu casete.

Acest sistem îşi găseşte aplicaţii în :

— supravegherea în diverse scopuri de la distanţă din centrale de supraveghere unice, la care imaginea se recepţionează, periodic, prin linia telefonică ;

— tele-lectura documentelor etc.

Sistemul utilizează o cameră obişnuită şi un monitor cu diagonala de 23 cm.

În figura 9.35 este prezentată schema-bloc a unui sistem economic de achiziţie şi prelucrare a imaginilor [120]. El este destinat unor aplicaţii ca :

— trierea sau controlul automat al pieselor ;

— control de calitate ;

— robotică industrială.

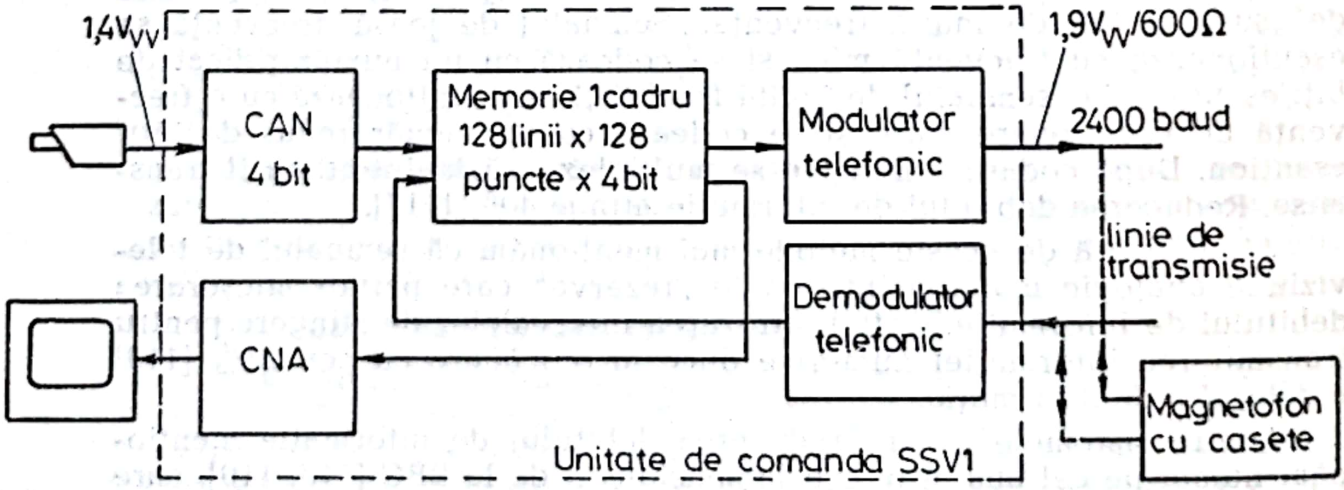


Fig. 9.34. Sistem de televiziune numerică pentru transmiterea de imagini pe linii telefonice (128linii×128 puncte×16 nivele de gri).

Scanned with OKEN Scanner

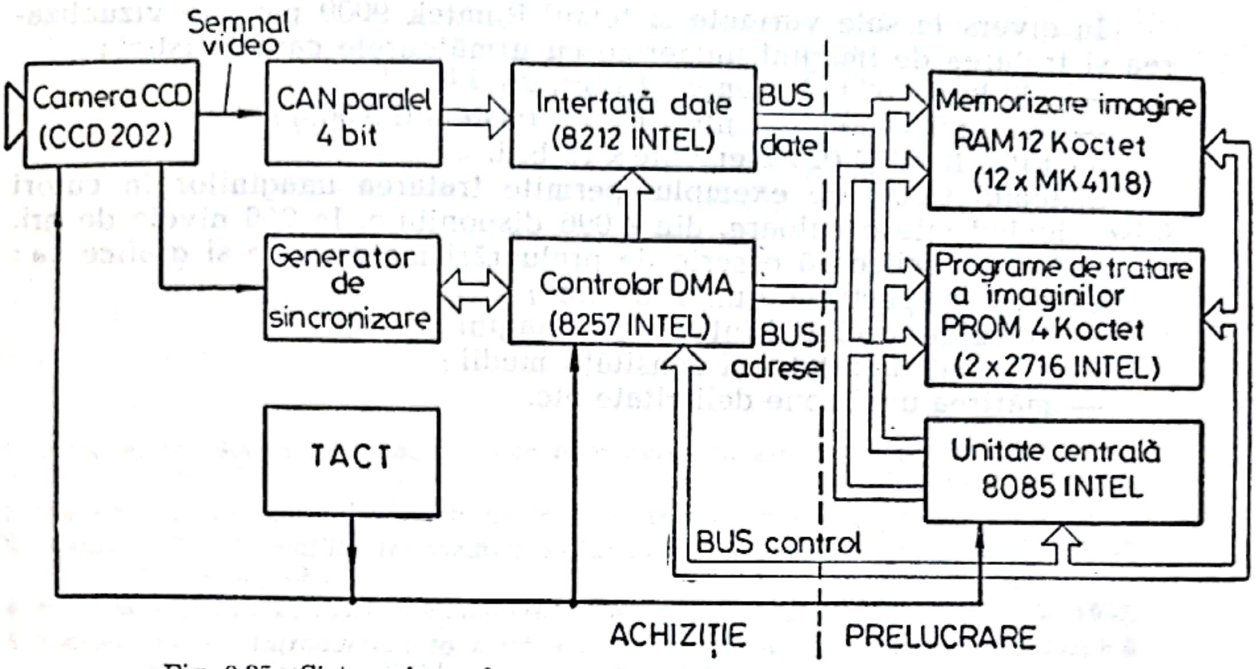


Fig. 9.35. Sistem de prelucrare a imaginilor cu microprocesor.

Dotat cu o cameră cu o matrice videocaptoare cu cuplaj prin sarcină (CDD202C Fairchild) de 100×100 puncte, sistemul are un timp de achiziție de 15 ms și un timp de prelucrare între 0,3÷2 s, în funcție de aplicație. Cuantizarea este realizată cu 16 nivele.

Menționăm că pentru unele aplicații ca mașini de desenat, sisteme pentru transmiterea facsimilelor, robotică industrială, pot fi suficiente și mai puține nivele de cuantizare.

Astfel, firma Amust Computer [115] comercializează un sistem de televiziune numeric care oferă o imagine cu 256 linii×256 puncte×4 nivele (2 biți), cu memorie pentru un cadru.

Acest număr mic de nivele de cuantizare este suficient, avînd în vedere că în aplicații care presupun recunoașterea formelor (de exemplu roboți industriali, triere sau poziționare de piese) contrastul imaginilor este ridicat, accentul punîndu-se pe o viteză mare de prelucrare a informației. În aceste sisteme este de asemenea preferabilă utilizarea de matrici videocaptoare [121], avînd în vedere nivelul scăzut al distorsiunilor geometrice ale sistemului astfel obținut.

În sfîrșit, la extremitatea cealaltă a exigențelor privind cerințele de finețe a cuantizării, menționăm sistemul Ramtek [114] de tratare a imaginilor, destinat cercetării imaginilor obținute de exemplu în activitățile de teledetecție și cercetare a resurselor și tratării imaginilor în *culori false*. Această metodă, care constă în alocarea unei culori sau nuanțe de culori pentru fiecare nivel de gri al unei imagini alb negru și în vizualizarea imaginii color astfel obținute s-a impus în cercetări de acest tip ca metodă de lucru, avînd în vedere că :

— imaginile alb-negru nu oferă posibilitatea decelării unui număr suficient de nivele de gri ;

— imaginile color ale acelorași elemente prezintă un contrast scăzut.

Scanned with OKEN Scanner

În diversele sale variante sistemul Ramtek 9000 permite vizualizarea și tratarea de imagini numerice cu următoarele caracteristici :

— 240 linii×320 elemente×16 biți ;
— 512 linii×640 elemente×12 biți (sistemul 9 300) ;
— 1 024 linii×1 024 elemente×16 biți.

Sistemul 9 300, de exemplu, permite tratarea imaginilor în culori false alocînd cîte o culoare, din 4 096 disponibile, la 256 nivele de gri.

Sistemul realizează o serie de prelucrări matematice și grafice ca :

— analiza spectrală a unei imagini ;
— calculul corelației între două imagini ;
— calculul suprafeței și densității medii ;
— mărirea unei zone delimitate etc.

Scanned with OKEN Scanner

BIBLIOGRAFIE

1. Bubulac, M., Stanciu, N. ş.a., *Tehnica televiziunii în alb-negru*, Ed. tehnică, Bucureşti, 1965.
2. Damachi, E., *Tehnica televiziunii aplicate*, Ed. tehnică, Bucureşti, 1967.
3. Damachi, E., *Aplicaţiile televiziunii în procesele tehnologice industriale*, I.D.T., Bucureşti, 1969.
4. Fink, D. G., ş.a., *Television Engineering Handbook*, McGraw-Hill, NewYork, 1957.
5. Hansen, G. L., *Introduction to solid-state television systems, Color and black & white*, Prentice-Hall, New Jersey, 1969.
6. Samoylov, V. F. şi Khromoy, B. P., *Television*, Mir Publsishers, Moscova, 1977.
7. Stanciu, N. ş.a., *Tehnica imaginii în televiziune şi cinematografie*, Ed. tehnică, Bucureşti, 1971.
8. Dragu, I. şi Iosif, I. M., *Dispozitive videocaptoare şi videoreproducătoare*, Ed. tehnică, Bucureşti, 1979.
9. * * * *Dinamic New Dimensions in Visual Presentation — with General Electric Professional Large Screen TV Projection*, Telecommunications, Vol. 14, nr. 6, 1980, p. 57.
10. Faniciu, A. şi Toma, C. I., *Asupra posibilităţii de afişare a scintigramelor pe un monitor de televiziune*, Lucrările celui de-al doilea simpozion: Contribuţii la dezvoltarea aparaturii electronice medicale, Institutul politehnic „Traian Vuia", Timişoara, 5—6 sept. 1980, p. 90—94.
11. Mitrofan, Gh. I. şi Ştefaniu, M., *Unitate de afişare a datelor pe cinescop TV*, Buletinul tehnic al Radioteleviziunii, vol. 12, nr. 3, 1974, pp. 5—11.
12. Feine, U., *Interprétation des photoscintigrammes par reproduction et soustraction sur téléviseur*, Electromedica, nr. 2, 1969, pp. 42—44.
13. Pfeiler, M. şi Haendle, J., *Stade actuel et tendances d'évolution des systèmes amplificateur de luminance-télévision radiologiques*, Electromedica, nr. 5, 1975, pp. 148—157.
14. Feine, U., *Le substraskop, un nouvell apparail pour la soustraction et l'armonisation d'images radiografiques*, Electromedica, nr. 5, 1974, p. 134.
15. Juris, M., *A faster and More Accurate Instrument for Digital Measurement of Pupil Diameter*, Psychophysiology, vol. 13, nr. 4, 1976, pp. 363—365.
16. Teodorescu, M., *Problemele ridicate de prelucrarea imaginilor pe calculator*, Buletinul tehnic al radioteleviziunii, vol. 18, nr. 1, 1980, p. 50—57.
17. * * * *Cartea tehnică a camerei de televiziune în circuit închis „VIDEOLUX-1" tip ITV11—11/F*, G, Hiradástechnika, Budapesta.
18. * * * *Caiet service pentru camera compactă de luat vederi „TEHNOTON" tip K2b*, Întreprinderea Tehnoton, Iaşi.
19. * * * *Manual tehnic de utilizare şi întreţinere a echipamentului de televiziune în circuit închis pentru supravegherea proceselor la temperaturi înalte*, Întreprinderea Tehnoton, Iaşi.
20. * * * *Manual tehnic de utilizare şi întreţinere pentru monitorul TV „TEHNOTON" 44 cm*, Întreprinderea Tehnoton, Iaşi.
21. Faniciu, A. şi Toma, C. I., *Comutator video comandat de la distanţă*, Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului politehnic „Traian Vuia", Timişoara, Seria Electrotehnică, tom 23 (37), fasc. 1, 1978, pp. 68—69.

Scanned with OKEN Scanner

22. Faniciu, A. și Toma, C. I., *Bloc de comandă secvențială a unui comutator video cu 10 căi*, Buletinul științific și tehnic al Institutului politehnic „Traian Vuia" Timișoara, Seria Electrotehnică, tom 23 (37), fasc. 2, 1978, pp. 241—243.
23. * * * *Cartea tehnică a distribuitorului video automat*, Întreprinderea Tehnoton, Iași.
24. * * * *Manual tehnic de utilizare și întreținere pentru distribuitorul video manual*, Întreprinderea Tehnoton, Iași.
25. * * * *Cartea tehnică a platformei orientabile și a pupitrului de comandă*, Întreprinderea Tehnoton, Iași.
26. * * * STAS 2849/1-73 „Radiometrie, fotometrie și colorimetrie. *Mărimi energetice și fotometrice*, Terminologie".
27. * * * STAS 737/11-74 „Sistemul internațional de unități (SI). *Mărimi caracteristice luminii și radiațiilor electromagnetice conexe*, Unități de măsură".
28. Comșa, D., *Utilizări ale energiei electrice*, Ed. didactică și pedagogică, București, 1973.
29. Brătescu, G., *Optica*, Ed. didactică și pedagogică, București, 1965.
30. * * * STAS 3003-79, „*Optică geometrică*. Terminologie și simboluri".
31. Rădulet, T., *Optica foto-cinematografică*, vol. I și II, Ed. tehnică, București, 1977.
32. Aschen, R., *Quelques notions d'optique concernant la prise de vue en television*, Le Haut-Parleur, nr. 1 473, 10 oct. 1974, pp. 220—226.
33. François, F., *Les fibres optiques*, Electronique et microelectronique industrielle, nr. 137, oct. 1970, p. 625—633.
34. Krivosheev, M. I., Kustarev, S. K., *Photometric measurements in television*, Mir Publishers, Moscow, 1978.
35. Ciucă, C., *Plumbiconul*, Buletinul tehnic al radioteleviziunii, nr. 1, București, 1972.
36. Rodolfo, R., *Amelioration de la qualite d'image en prise de vue pour television*, L'Onde electrique, vol. 52, fasc. 11, dec. 1972, p. 367—370.
37. Blamoutier, M., Beauvais, Y., *Les tubes de prise de vue pour applications spatiales*, L'Onde electrique, vol. 51, fasc. 6, iunie 1971, pp. 490—494.
38. Levi, B., *Recents developpements dans le domaine des tubes electronique professionnels pour applications radar, television, telecomunications*, L'Onde electrique, vol. 52, fasc. 3, martie 1972, pp. 105—112.
39. Paris, G., *Des vidicons a haute resolution pour applications spatiales et militaires*, Electronique et applications industrielles, nr. 231, 15 febr., 1977, pp. 14—15.
40. Lesser, J., *Les premiers reseaux integres de photodiodes et leur applications*, Electronique et microelectronique industrielle, nr. 155, 15 ian., 1973, pp. 35—40.
41. Lilen, H., *La camera TV sons tube a circuit integre a injection de charge*, Electronique et microelectronique industrielle, nr. 172, 1 mai, 1973, pp. 33—35.
42. Catier, E., *BBD et CCD : vers l'industrialisation*, Electronique et microelectronique industrielle, nr. 184, 1 martie, 1974, pp. 19—25.
43. Berger, J. L., *Comparaison des performances des dispositifs BBD et CCD appliques aux senseurs optiques*, L'Onde electrique, vol. 54, nr. 7, aug.—sept., 1974, pp. 331—342.
44. Woehrn, D., *Principe des dispositifs de prise de vue dans le solide et perspectives du transfert de charge*, L'Onde electrique, vol. 54, nr. 7, aug.-sept., 1974, pp. 343—348.
45. Theunissen, M. J. J., *Charge Transfer Devices, Applications*, L'Onde electrique, vol. 54, nr. 7, aug.-sept., 1974, pp. 405—413.
46. Lilen, H., *Les premiers photo-CCD comercialises*, Electronique et microelectronique industrielle, nr. 201, 15 mart., 1975, pp. 28—31.
47. Harding, J., *Semiconductor image seusing techniques*, Electronic engineering, vol. 49, nr. 599, noiembrie 1977, p. 51—52.
48. Wesley, I. R., *Giant CCD Imager Boasts 640,000 Pixels*, Electronics, vol. 53, nr. 13, 5 iunie 1980, pp. 46—47.
49. * * * *Cartea tehnică a camerei de televiziune „UNITRA" tip TP-K16*, Varșovia
50. * * * *Fișă de caracteristici a tubului vidicon 7262A*, English Electric Valve Company Limited, Chelmsford, Essex, England, noiembrie 1972.
51. Brilliantov, D. P., *Calculul și construcția televizoarelor portabile cu tranzistoare*, Ed. tehnică, București, 1973.
52. * * * *Buletinul tehnic nr. 5*, I.I.S. Electronica, București, 1978.

Scanned with OKEN Scanner

53. Goldenberg, L. M., *Teoria și calculul circuitelor de impulsuri*, Ed. tehnică, București, 1972.
54. * * * *Buletinul tehnic nr. 4*, I.I.S. Electronica, București, 1977.
55. * * * *SIEMENS — Lineare Schaltungen*, Datenbuch, 1974/75 Band 2.
56. Bodea, M., Vătășescu, A. ș.a., *Circuite integrate liniare. Manual de utilizare*, vol. 2, Ed. tehnică, București, 1980.
57. Perrin, J. C., *Réalisez votre circuit de déflexion horizontale à l'aide de transistors haute tension*, EMI 219/15-4-76, p. 27—31.
58. Perrin, J. C., *„Ticlops" : un circuit d'alimentation à découpage et de déflexion horizontale à un seul transistor*, EMI 220/1-5-76, pp. 28—31.
59. Perrin, J. C., *La déflexion verticale à circuit intégré*, Microélectronique, EAI 231/15-2-77, p. 25—27.
60. Krivoșeev, M. I., *Bazele măsurării în televiziune*, Ed. tehnică, București, 1966.
61. Stere, R. ș.a., *Tranzistoare cu efect de cîmp*, Ed. tehnică, București, 1972.
62. Damachi, E., Dănilă, Th., *Amplificatoare și detectoare de videofrecvență*, Ed. tehnică, București, 1969.
63. Vătășescu, A. ș.a., *Circuite cu semiconductoare în industrie. Amplificatoare și oscilatoare*, Ed. tehnică, București, 1971.
64. Faniciu, A., Toma, C. I., *Considerații privind proiectarea circuitelor de separare după amplitudine a semnalelor de sincronizare*, Buletinul științific și tehnic al Institutului politehnic „Traian Vuia" Timișoara, Seria Electrotehnică, tom 23 (37), fasc. 2, 1978, pp. 244—248.
65. Heightman, A. N., *Gamma in Television*, Sound and Vision broadcasting, Vol. 12, No. 2, Summer 1971.
66. Pay, D. A. și Fremont, M., *Gamma in Telecine*, Sound and Vision broadcasting, Vol. 13, No. 1, Spring 1972, pp. 21—24.
67. * * * *SIEMENS-Schaltbeispiele*, Ausgabe 1974/75, pp. 64—68.
68. Freeman, K. G. și Ford, R. E., *Variable gamma corrector improves television video signals*, Electronic Engineering, September 1970, pp. 90—93.
69. Bealic, G. I., Bogatov, G. B., *Instalații de televiziune aplicată*, Ed. tehnică, București, 1959.
70. Ellis, A. V. E., *A field interlace system for CCTV*, Marconi Review, nr. 157, 1965, pp. 135—146.
71. * * * *AN-32, Linear application vol. 1*, National Semiconductor, februarie 1973.
72. * * * *Lineare Schaltungen, Datenbuch* 1976/77, Siemens.
73. Stevens, G. A., *Low Cost Video Distribution Amplifier Gives Increased Reliability*, Electronic Engineering, oct. 1970, pp. 47—49.
74. Salvati, M. J., *Two ICs Nake Low-Cost Video-Distribution Amp*, Electronics,
75. Readman, G., *A video distributions system using op amps*, Electronic Engineering, nr. 600, dec. 1977, p. 17.
76. Oksman, A. K., *Peredacia televizionnîh signalov po Koaksialnîm Kabeliam*, Izd. Sviazv., Moskva, 1966.
77. Cartianu, Gh., *Analiza și sinteza circuitelor electrice*, Ed. didactică și pedagogică, București, 1972.
78. Zvorîkin, V. K., Mormon, L. A., *Televidenie*, Izd. Innostrannoi Literaturî, Moskva, 1965.
79. Baron, D. A., ș.a., *Spravocinik stroitelia kabelnîh soorujenii sviazi*, Izd. Sviazv., Moskva, 1977.
80. Grodnev, I. I., Sokolov, V. V., *Koaksialnîe kabeli*, Sviazizdat, Moskva, 1954.
81. Sotirescu, N., ș.a., *Receptoare de televiziune*, Ed. tehnică, București, 1967.
82. * * * *Television*, nr. 198, noiembrie 1969, p. 289.
83. Dintzner, R., *Transmission d'images TV par cable telephonique*, Television, nr. 192, aprilie 1969, pp. 66—68.
84. * * * *Documentație tehnică de produs, C72145-A40-B260*, Siemens A. G., august 1974.
85. * * * *Semiconductor Data Library. Linear Integrated Circuits*, Motorola Semiconductor Products Inc., Vol. 6, Series B, 1976.
86. Driard, B., Siron, F., *Tubes intensificateurs d'images fiablement luminenses on rapidement evolutives*, L'Onde electrique, tom 46, nr. 477, dec. 1966, pp. 1 306—1 313.
87. Beauvais, Y., *Performances et limitations physiques des intensificateurs d'images*, L'Onde electrique, vol. 53, fasc. 7, iulie 1973, p. 249—254.

Scanned with OKEN Scanner

88. Shepard, A. G., *Improvements in silicon target technology*, Electronic Engineering, vol. 49, nr. 597, oct. 1977, pp. 78—79.
89. Blamontier, M., ş.a., *Les tubes et dispositifs de prise de vue a cible silicium*, L'Onde electrique, vol. 52, fasc. 11, dec. 1972, pp. 511—518.
90. Shepard, A. G., *A pickup tube for broadcast quality TV at low light levels*, Electronic Engineering, vol. 51, nr. 631,noiembrie 1979, pp. 109—115.
91. Blamontier, M., Brissot, L., *Les recents developpments dans le domaine des tubes de prise de vue a bas niveau de lumiere*, L'Onde electrique, vol. 53, fasc. 8, sept. 1973, pp. 311—318.
92. * * * *TV camera tracks fish from aircraft*, Electronic Engineering, mai 1972, p. 66.
93. Graf, J., *Les multiplicateurs d'electrons à microcanaux*, Electronique et microelectronique industrialles, nr. 176, 15 sept. 1973, pp. 33—38.
94. * * * *Prise de vue ultrarapide de phenomenes evolutifs et presentation continue de l'image en television*, Electronique et microelectronique industrielles, nr. 191, 15 iunie 1974, p. 9.
95. Elaine Williams, *Pyroelectric & piezoelectric devices*, Electronic Engineering, iunie 1977, pp. 97—99.
96. Fonillay, J. P., *Intensification de lumiere et thermographie*, L'Onde electrique, vol. 53, fasc. 7, iulie 1973, pp. 261—266.
97. Petit-Jeannot, M., *La thermovision*, Electronique industrielle, nr. 118, noiembrie 1968, pp. 763—770.
98. Shepard, A. G., *Grâce au tube Pyricon: applications de la camera de television thermique dans les domains scientifique et industrielles*, Electronique et applications industrielles, nr. 250, 1 aprilie 1978, pp. 51—55.
99. Lafay, F., *Television à infrarouge et vulcanologie*, Television, nr. 191, 1969, pp. 63—64.
100. Eschard, G., ş.a., *Les intensificateurs d'images a microcanaux pour la detection a fiable niveau lumineux*, L'Onde electrique, vol. 53, fasc. 7, iulie 1973, pp. 255—260.
101. Brocard, R. J., *Television par ultrasons*, Television, nr. 195, iulie—august 1969, pp. 169—171.
102. Cros, J. F., *La visualisation des contraintes*, Mesures, regulation, automatisme, nr. 12, dec. 1980, pp. 7—19.
103. * * * *Ecographie ultrasonore: un circuit CCD pour simplifier l'electronique de comande*, Mesures, regulation, automatisme, nr. 2, februarie 1980, pp. 25—29 (după EDN, sept. 1979).
104. * * * *Cameră acustică submarină EMI*, Mesures, regulation, automatisme, nr. 6/7, iunie—iulie, p. 125.
105. Fourreau, P., *La television en relief et an couleurs: principes generaux, procedes de reproduction photographique en relief*, Television, nr. 191, martie 1969, pp. 35—38.
106. Fourreau, P., *La television en relief et en couleurs: les differents procédés de relief TV*, Television, nr. 192, aprilie 1969, pp. 71—76.
107. Fourreau, P., *La television en relief et en couleurs: television en relief à vision directe*, Television, nr. 193, mai 1969, pp. 103—106.
108. Arnodi, R., *Systeme de visualisation en 3D par mirroirs vibrants a focale variable*, Television, nr. 200, ian.—febr. 1970, p. 8—10, după articolul lui Rawson E. G. din IEEE Spectrum, sept. 1969, pp. 37—43.
109. Krivoşeev, M. J., ş.a., *Ţifrovîe televidenie*, Izd. Sviazi, Moskva, 1980.
110. * * * *Surveillance video avec memorisation d'images numeriques*, Electronique et applications industrielles, nr. 271, 15 iunie 1979.
111. Muneyuki Okuda, *TV System Conversion Provides International Interfaces*, Journal of electronic engineering, vol. 17, nr. 158, februarie 1980, pp. 39—41.
112. Atbumi Sugimoto, *NEC's FS-16 Frame Synchronizer Revolutionizes TV Production*, Journal of Electronic Engineering, vol. 17, nr. 158, februarie 1980, pp. 52—53.
113. Drewery, J. O., *Digital Techniques in t.v. Broadcasting*, Electronics and Power, vol. 26, nr. 7, iulie 1980, pp. 587—590.
114. Branellec, D., *Le traitement d'image en couleur*, Electronique et applications industrielles, nr. 265, 15 mart. 1979, pp. 47—49.
115. * * * *Amust Computer Markets Computerized Eye System*, Journal of electronic engineering, vol. 17, nr. 161, mai 1980, p. 70.

Scanned with OKEN Scanner

116. Sinnreich, H., Vasilescu, A., *Transmisiuni cu modulația impulsurilor în cod*, Ed. tehnică, București, 1974.
117. Cosmin, D., Popea, A., *Sisteme de transmisiune digitală a semnalului de televiziune*, Buletinul tehnic al radioteleviziunii, nr. 3, 1970, pp. 54—81.
118. Roberts, L. G., *Picture Coding Using Pseudo-Random Noise*, IRE Transactions on Information Theory, vol. IT-8, nr. 2, februarie 1962, pp. 145—154.
119. * * * *BBC Codes Composite Color TV Signal to Achieve 34 Mbit/s Rate*, Electronics, vol. 52, nr. 6, 15 mart. 1979, pp. 71—72.
120. Lumia, R., Castellani, B., ș.a., *La reconnaissance de forme et ses applications*, Electronique et applications industrielles, nr. 270, 1 iunie 1979, pp. 43—46.
121. * * * *L'informatique au secours de la reconnaisance de forme*, (după teza de doctorat — Tabbarra—Lallement M.), Messures, regulation, automatisme, nr. 10, octombrie 1980, pp. 65—71.

Scanned with OKEN Scanner

CUPRINS

Prefață 5

1. APLICAȚII ALE TELEVIZIUNII ÎN CIRCUIT ÎNCHIS 7

1.1. Supraveghere 7
1.2. Învățămînt 8
1.3. Industrie 9
1.4. Transmisie de informații 10
1.5. Medicină 11
1.6. Cercetare științifică 11

2. ELEMENTE COMPONENTE ALE UNUI SISTEM DE TELEVIZIUNE ÎN CIRCUIT ÎNCHIS 13

2.1. Camere de televiziune 15
2.1.1. Camere complete de televiziune 15
2.1.2. Camere de televiziune cu unitate de deservire 23
2.2. Receptoare video 24
2.3. Elemente pentru transmiterea, distribuirea și comutarea semnalului video 27
2.4. Accesorii ale camerelor de televiziune 30
2.5. Elemente pentru prelucrări speciale ale semnalului video 33

3. NOȚIUNI DE OPTICĂ PRIVIND CAPTAREA IMAGINILOR 34

3.1. Mărimi și unități fotometrice 34
3.1.1. Mărimi energetice 34
3.1.2. Eficacitatea luminoasă relativă spectrală 35
3.1.3. Fluxul luminos 36
3.1.4. Intensitatea luminoasă 37
3.1.5. Iluminarea 38
3.1.6. Luminanța 39
3.2. Noțiuni privind optica obiectivelor 40
3.2.1. Lentile 40
3.2.2. Puterea lentilelor 44
3.2.3. Mărirea liniară și unghiulară 45
3.2.4. Aberații 45
3.2.4.1. Aberația de sfericitate 45
3.2.4.2. Aberații ale fasciculelor neaxiale 46
3.2.4.3. Aberații cromatice 48
3.2.5. Diafragmele obiectivelor 50
3.2.6. Vignetarea 51

Scanned with OKEN Scanner

3.2.7. Combinații de lentile 52
3.2.8. Imagini parazite 52
3.3. Caracteristicile obiectivelor camerelor de luat vederi 53
3.3.1. Caracteristici tehnico-constructive ale obiectivelor 54
3.3.1.1. Distanța focală 54
3.3.1.2. Distanța de vîrf 54
3.3.1.3. Distanța de asamblare 54
3.3.1.4. Unghiul de cîmp al imaginii 55
3.3.1.5. Deschiderea relativă. Profunzimea 57
3.3.2. Caracteristici fotometrice ale obiectivelor 62
3.3.2.1. Coeficientul de transmisie 62
3.3.2.2. Deschiderea relativă efectivă 62
3.3.2.3. Distribuția iluminării în cîmpul imaginii 62
3.3.3. Caracteristici calitative ale obiectivelor 63
3.3.3.1. Puterea de rezoluție 63
3.3.3.2. Claritatea de contur 64
3.4. Extinderea posibilităților de utilizare a obiectivelor prin folosirea inelelor distanțoare 64
3.5. Obiective cu distanța focală variabilă 66
3.5.1. Reglarea unei camere dotate cu transfocator 67
3.6. Sisteme optice speciale 68
3.6.1. Sistemul optic al camerelor subacvatice 68
3.6.2. Sisteme anamorfotice 68
3.6.3. Sisteme cu fibre optice 70

4. DISPOZITIVE ELECTRONICE VIDEOCAPTOARE ȘI VIDEOREPRODUCĂTOARE. ELEMENTE ȘI CIRCUITE AUXILIARE 72

4.1. Tuburi videocaptoare 72
4.1.1. Vidiconul 73
4.1.1.1. Descriere constructivă 73
4.1.1.2. Funcționarea vidiconului 75
4.1.1.3. Vidiconul ca generator de semnal 76
4.1.1.4. Elemente auxiliare ale tubului vidicon 76
4.1.1.5. Caracteristicile vidiconului 79
4.1.1.6. Influența mediului ambiant asupra funcționării tubului vidicon 85
4.1.1.7. Dimensiuni 85
4.1.1.8. Tuburi vidicon pentru aplicații în afara spectrului vizibil 86
4.1.2. Plumbiconul 87
4.1.2.1. Caracteristicile principale ale plumbiconului 88
4.1.2.2. Perfecționări ale tubului plumbicon 89
4.2. Circuitele de polarizare ale unui tub vidicon 90
4.2.1. Schema-bloc a circuitelor de polarizare a tubului vicon 90
4.2.2. Circuitul de filament 91
4.2.3. Circuite pentru reglarea curentului de focalizare 91
4.2.4. Circuite de stingere 92
4.2.5. Circuite de protecție 93

Scanned with OKEN Scanner

4.2.6. Circuite pentru reglarea intensității curentului de fascicul 94
4.2.7. Circuite de polarizare a grilelor 96
4.2.8. Circuite de reglaj automat al tensiunii plăcii de semnal 98
4.3. Tubul cinescop 100
4.3.1. Formarea și comanda fasciculului de electroni 101
4.3.1.1. Focalizarea fasciculului de electroni 101
4.3.1.2. Deflexia fasciculului de electroni 104
4.3.1.3. Modulația fasciculului de electroni 106
4.3.2. Circuite anexe ale tubului vidicon 108
4.3.2.1. Circuit pentru limitarea curentului de fascicul 108
4.3.2.2. Circuit pentru blocarea curentului de fascicul la deconectarea de la rețea a receptorului de televiziune 109
5. SISTEME DE BALEIAJ 111
5.1. Obținerea unui curent liniar variabil în bobinele de deflexie 111
5.2. Diferențe în funcționare între baleiajul orizontal și baleiajul vertical 114
5.3. Considerații privind realizarea baleiajului orizontal 116
5.3.1. Principiul de funcționare al baleiajului orizontal 116
5.3.2. Schema reală a etajului final din baleiajul orizontal 120
5.3.3. Baleiajul orizontal cu recuperare serie-paralel 124
5.4. Considerații privind realizarea baleiajului vertical 126
5.4.1. Principiul de funcționare al baleiajului vertical 127
5.4.2. Etajul final din baleiajul vertical 129
5.4.3. Obținerea tensiunii în formă de dinte de ferăstrău 135
5.4.3.1. Generator de tensiune liniar crescătoare 137
5.4.3.2. Generator de tensiune liniar descrescătoare 141
5.5. Distorsiuni geometrice ale rastrului 143
5.5.1. Distorsiuni de neliniaritate ale rastrului 144
5.5.1.1. Distorsiuni neliniare simetrice 145
5.5.1.2. Distorsiuni neliniare nesimetrice 148
5.5.2. Distorsiuni de formă ale rastrului 150
5.5.3. Corecția distorsiunilor geometrice ale rastrului 152
5.5.3.1. Corecția distorsiunilor neliniare simetrice 152
5.5.3.2. Corecția distorsiunilor neliniare nesimetrice 154
5.5.3.3. Corecția distorsiunilor de formă ale rastrului 157
5.6. Scheme practice pentru blocurile de baleiaj din camerele de televiziune 158
5.6.1. Scheme pentru blocul de baleiaj pe orizontală 158
5.6.2. Scheme pentru blocul de baleiaj pe verticală 164
5.7. Scheme practice pentru blocurile de baleiaj din receptoarele de televiziune 170
5.7.1. Scheme pentru blocul de baleiaj pe orizontală 170
5.7.2. Scheme pentru blocul de baleiaj pe verticală 181

Scanned with OKEN Scanner

6. CIRCUITE DE AMPLIFICARE ŞI PRELUCRARE A SEMNALULUI VIDEO 192

6.1. Consideraţii privind realizarea canalului video 193
6.2. Preamplificatorul video al camerei de televiziune 198
6.2.1. Corecţia de zgomot 199
6.2.1.1. Corecţia simplă de zgomot 200
6.2.1.2. Corecţia complexă de zgomot 202
6.2.1.3. Corecţia de zgomot prin utilizarea reacţiei negative 205
6.2.2. Corecţia de dîră 207
6.2.2.1. Circuite pentru corecţia de dîră 208
6.2.2.2. Schema-bloc a preamplificatorului video 210
6.3. Amplificatorul intermediar video 211
6.3. Amplificatorul intermediar video 211
6.3.1. Schema-bloc a amplificatorului intermediar video 211
6.3.2. Restabilirea componentei continue a semnalului video 212
6.3.2.1. Circuite de fixare necomandată a nivelului 216
6.3.2.2. Circuite de fixare comandată a nivelului 220
6.3.3. Corecţia distorsiunilor de apertură 227
6.3.3.1. Distorsiuni de apertură 227
6.3.3.2. Circuite de corecţie a distorsiunilor de apertură 230
6.3.4. Corecţia distorsiunilor de gradaţie de luminanţă (corecţia de gamma) 235
6.3.4.1. Distorsiuni de gradaţie de luminanţă 235
6.3.4.2. Circuite de corecţie a distorsiunilor de gradaţie 239
6.3.5. Inversarea polarităţii semnalului video 247
6.3.6. Limitarea nivelului de alb din semnalul video 248
6.4. Amplificatorul final video 248
6.4.1. Adăugarea semnalului de stingere complet 249
6.4.2. Adăugarea semnalului complex de sincronizare 250
6.5. Modulatorul de RF 251
6.6. Scheme practice pentru canalul de amplificare video din camerele de televiziune 253
6.7. Scheme practice pentru canalul de amplificare video din receptoarele de televiziune 258

7. GENERATOARE DE SEMNAL DE SINCRONIZARE 263

7.1. Sisteme de sincronizare utilizate în televiziunea aplicată 263
7.1.1. Sisteme de sincronizare cu cale separată 264
7.1.1.1. Sisteme de sincronizare cu cale separată cu transmiterea curenţilor de deflexie 264
7.1.1.2. Sisteme de sincronizare cu cale separată cu transmitera semnalelor de sincronizare 264
7.1.1.3. Sisteme de sincronizare cu cale separată combinate 265
7.1.2. Sisteme de sincronizare cu cale comună 266

Scanned with OKEN Scanner

7.1.2.1. Semnalele de sincronizare în televiziunea radiofuzată 267
7.1.2.2. Tipuri de semnale de sincronizare în sistemele cu cale comună 268
7.2. Scheme practice de generatoare de semnal de sincronizare 273
7.2.1. Sincrogeneratorul sistemelor cu explorare întreţesută aleatorie 273
7.2.2. Sincrogeneratorul sistemelor cu explorare întreţesută simplă 278
7.2.2.1. Generalităţi 279
7.2.2.2. Funcţionarea sincrogeneratorului la nivelul schemei-bloc 280
7.2.2.3. Schema de principiu. Descriere 282

8. ELEMENTE AUXILIARE ALE UNUI SISTEM DE TELEVIZIUNE ÎN CIRCUIT ÎNCHIS 289

8.1. Comutatoare video 290
8.1.1. Circuite de comutare video 291
8.1.1.1. Comutarea directă cu comutatoare mecanice 291
8.1.1.2. Comutarea cu relee 292
8.1.1.3. Comutarea cu diode semiconductoare 292
8.1.1.4. Comutarea cu tranzistoare 294
8.1.1.5. Comutarea cu circuite integrate speciale 295
8.1.2. Scheme de comutatoare video 296
8.1.2.1. Comutator video manual 297
8.1.2.2. Comutatoare video automate 298
8.2. Amplificatoare-distribuitoare video 300
8.2.1. Scheme de amplificatoare-distribuitoare video 302
8.3. Transmiterea semnalului de televiziune. Linii de transmisie 304
8.3.1. Transmiterea informaţiei video sub forma semnalului video complex 304
8.3.2. Transmiterea informaţiei video sub forma unei purtătoare modulate 306
8.3.3. Principalii parametrii ai unei linii de transmisie 307
8.3.4. Linii coaxiale 309
8.3.5. Linii bifilare 316
8.4. Corectoare de cablu coaxial 318
8.4.1. Scheme de circuite corectoare de cablu coaxial 319
8.5. Instalaţii de transmisie a semnalului video complex pe linii bifilare 326
8.5.1. Principiul de realizare a instalaţiilor de transmisie pe linii bifilare 327
8.5.2. Scheme ale circuitelor utilizate în instalaţii de transmisie pe liniile bifilare a semnalului video complex 328

9. SISTEME DE TELEVIZIUNE CU CARACTERISTICI SPECIALE 333

9.1. Sisteme de televiziune pentru nivele mici de iluminare 334
9.1.1. Dispozitive videocaptoare utilizate în televiziunea pentru nivele mici de iluminare 335

Scanned with OKEN Scanner

9.1.1.1. Tuburi videocaptoare pentru nivele mici de iluminare ... 335
9.1.1.2. Intensificatoare de imagine ... 338
9.1.2. Aplicații ... 344
9.1.2.1. Unele probleme ale implementării sistemelor de televiziune pentru nivele mici de iluminare ... 345
9.2. Sisteme de televiziune pentru obținerea de imagini în infraroșu ... 347
9.2.1. Particularitățile obținerii imaginilor de televiziune în infraroșu ... 348
9.2.2. Structura sistemelor de termoviziune ... 351
9.2.3. Aplicații ale sistemelor de termoviziune ... 355
9.3. Sisteme de televiziune cu ultrasunete ... 357
9.3.1. Sisteme de televiziune cu ultrasunete utilizînd camere standard ... 358
9.3.2. Sisteme de televiziune cu ultrasunete utilizînd camere fonosensibile ... 360
9.3.3. Aplicații ale sistemelor de televiziune cu ultrasunete 362
9.4. Sisteme de televiziune în relief ... 363
9.4.1. Generalități ... 364
9.4.2. Procedee de captare a imaginilor stereoscopice ... 368
9.4.2.1. Sisteme de captare cu două camere ... 368
9.4.2.2. Sisteme de captare cu o singură cameră ... 369
9.4.3. Procedee de redare a imaginilor stereoscopice ... 371
9.4.3.1. Redarea imaginilor alăturate ... 372
9.4.3.2. Redarea imaginilor etajate ... 372
9.4.3.3. Redarea imaginilor proiectate succesiv ... 374
9.4.3.4. Redarea imaginilor formate pe ecrane diferite ... 374
9.4.4. Problema sistemelor de televiziune cu relief total și vizionare directă ... 375
9.5. Sisteme de televiziune numerică ... 376
9.5.1. Generalități ... 376
9.5.2. Principiile de bază ale sistemelor de televiziune numerică ... 379
9.5.2.1. Eșantionarea semnalului de televiziune ... 380
9.5.2.2. Cuantizarea semnalului de televiziune ... 381
9.5.2.3. Codarea semnalului de televiziune. Coduri 384
9.5.2.4. Codarea diferențială a semnalului de televiziune ... 385
9.5.2.5. Transmiterea semnalului de televiziune sub formă numerică ... 386
9.5.2.6. Metode și sisteme de reducere a debitului de informație în semnalul de televiziune numeric ... 388
9.5.3. Sisteme practice de televiziune numerică în circuit închis ... 390
Bibliografie ... 393

Scanned with OKEN Scanner

Redactor : GHEORGHE MANDICI
Tehnoredactor : IOAN I. IANCU

Bun de tipar : 30.09.1982
Apărut 1982
Coli tipar : 25,25
plus una planșă

Întreprinderea poligrafică „Banat"
Timișoara, Calea Aradului nr. 1
Comanda nr. 53

Scanned with OKEN Scanner